TRASMISSIONE E RICEZIONE DELLE ONDE CORTE E ULTRACORTE

R. WIGAND
H. GROSSMANN

TRASMISSIONE DELLE ONDE ULTRACORTE

PARTE III
VOL. 2°

EDITRICE IL ROSTRO MILANO

TECNICA DELLA TRASMISSIONE

1082

II

ROLF WIGAND

H. GROSSMANN

ONDE CORTE E ULTRACORTE

parte terza - Vol. 2º

TECNICA DELLA TRASMISSIONE delle O. U. C.

EDITRICE IL ROSTRO MILANO

1959

Titolo originale dell 'opera
SENDEN UND EMPFANG
Kurzer und ultrakurzer Wellen
Teil III Ultrakurzwellen
Band 2 - UKW - Sendetechnik

ALBRECHT PHILLER - VERLAG, MINDEN (WESTF)

Traduzione di **Piero Nucci**

Tutti i diritti riservati alla
Editrice il Rostro

Tipografia Edizioni Tecniche - Via Baldo Degli Ubaldi, 6 - Milano

INDICE

		Pag.
1*a*)	Significato e applicazione delle onde ultracorte	1
1*b*)	Condizioni di propagazione e fenomeni delle onde ultracorte	6
2)	Tecnica della trasmissione delle onde ultracorte	15
2*a*)	Valvole per onde ultracorte	15
2*b*)	L'oscillatore pilota senza cristallo	35
2*c*)	L'oscillatore a cristallo	50
2*d*)	Duplicatore di frequenza e amplificatore finale (di potenza)	57
2*e*)	Modulazione di frequenza e modulazione di frequenza a banda ristretta nei trasmettitori per dilettanti	70
2*f*)	Rice-trasmettitore portatile. Rice-trasmettitore radiofonico portatile	84
2*g*)	Propagazione e radiazione delle onde ultracorte - Forme e dimensioni delle antenne	94

ONDE CORTE E ULTRACORTE

La serie di 5 volumi è composta da:

Parte I - Tecnica della ricezione (951)
Parte II - Tecnica della trasmissione (1001)
Parte III - Vol. 1° Ricezione delle onde ultracorte (1081)
Parte III - Vol. 2° Trasmissione delle onde ultracorte (1082)
Parte III - Vol. 3° Tecnica delle misure delle onde ultracorte (1084)

Cap. 1a) Significato ed applicazione delle onde ultracorte

Collegandoci a quello che abbiamo detto nel 1° Volume di questa Parte sulla importanza e sulle applicazioni delle onde U C e nella tabella data ivi sulla distribuzione delle gamme di frequenza, ricordiamo che è stata data anche una distribuzione delle frequenze per i vari campi di applicazione.

Nel campo civile generico, le onde metriche hanno anzitutto applicazioni per radiodiffusione a modulazione di frequenza (F M) per televisione e per telefonia a breve distanza fra stazioni fisse e fra stazioni fisse e mobili; mentre le onde decimetriche e centimetriche servono per servizi di misura (radar) e della navigazione marittima ed aerea civile, ed anche per comunicazioni commerciali (telefonia a più canali su ponti radio) e per servizi della televisione.

Inoltre la radiodiffusione ed i servizi di televisione utilizzano molto bene sia le onde metriche (V H F very high frequency) come quelle decimetriche (U H F o ultra high frequency); mentre p. es. in Germania sia la radio che la televisione usa soltanto onde metriche, negli Stati Uniti i progressi effettuati sono tali (anche a causa dell'affollamento delle onde metriche, e dei correlativi disturbi) che è diventato possibile utilizzare onde decimetriche. Questo sviluppo in America è notevolmente agevolato dal fatto che i problemi della generazione di onde decimetriche di suffi-

ciente potenza si possono considerare risolti. Invece il campo delle onde decimetriche non è ancora aperto ad una larga utilizzazione economica poichè, a queste altissime frequenze, il rendimento dell'utilizzazione rispetto al consumo è tuttora in un rapporto molto sfavorevole. Pertanto su queste frequenze si sono sviluppati soprattutto impianti con comando ad impulsi, quali si usano prevalentemente per la radiolocalizzazione.

Rileviamo che, per ogni campo di frequenza, c'è una gamma riservata ai radiodilettanti; in realtà furono i dilettanti che, a suo tempo e per primi, riuscirono a stabilire collegamenti transoceanici sulle onde corte ed ultracorte.

Accanto ai servizi commerciali di comunicazioni con onde a fascio e di sistemi a relè, si è affermato largamente un particolare tipo di comunicazione bilaterale sulle onde ultracorte (chiamato in inglese Business-Radio).

Mentre negli Stati Uniti ed anche in Inghilterra si aprirono subito vari campi di applicazione di questo servizio-in Germania si è appena all'inizio del possibile sviluppo. Questo è collegato al fatto che in Germania bisogna costituire una rete di relè a larghe maglie, che è la premessa necessaria per una larga applicazione della radiodiffusione rurale. Per es., così diventa possibile di collegarsi alla rete generale da automobili o da treni in moto.

Si possono parimenti stabilire radiocomunicazioni fra auto e auto e fra treno e treno, purchè siano state costituite le installazioni che ne formano la necessaria premessa.

Quali possibilità si aprono in tal modo! Un'agenzia di trasporti a grandi distanze può smistare i suoi camion mentre sono in viaggio; si risparmia così tempo e carburante. Uomini d'affari in viaggio hanno la possibilità di tenersi continuamente in collegamento con il loro centro di lavoro ed impartire da lontano le direttive essenziali. Centri mobili di riparazioni, di qualsiasi specie, possono tenersi a contatto con le loro centrali, dar notizie dei progressi del loro lavoro

e chiedere nel modo più rapido i materiali necessari. Anche i giornalisti possono dettare i loro comunicati alle redazioni direttamente dal luogo dell'avvenimento. Uno dei primi campi di applicazione si è dimostrato quello della società dei tassì degli Stati Uniti che, a mezzo delle comunicazioni radio bilaterali, può inviare una vettura dovunque sia richiesta e contemporaneamente sorvegliarla. Nella enorme maggioranza dei casi le applieazioni della radiotelefonia rappresenta un fattore di risparmio che ammortizza rapidamente la spesa di installazione dell'impianto ricetrasmettitore.

Come abbiamo detto questo sviluppo in Germania è appena al principio; anzittutto questo tipo di collegamento è stato acquistato dagli enti pubblici, come la polizia, la dogana, le poste, le ferrovie. Nella polizia questo mezzo ha esercitato un influsso non trascurabile sulla repressione dei delitti.

La radiotelefonia si è resa molto utile nel traffico delle grandi stazioni ferroviarie di smistamento, rendendolo più spedito e più sicuro nelle condizioni di visibilità ridotta per il tempo cattivo.

Anche la navigazione interna sui canali si interesserà certamente molto delle possibilità della radiotelefonia; lo stesso può dirsi per ciò che concerne il traffico portuale, anzittutto per dirigere da terra gru e rimorchiatori. La radiotelefonia, già con gli esempi citati scelti a caso, mostra una tale ampiezza di diffusione, continuamente crescente, che già in paesi come l'America vi è circa mezzo milione di impianti fissi e mobili sulle onde metriche, per le quali sono disponibili un maggior numero di bande di frequenza. Così, p. es., tutte le comunicazioni commerciali direttive si stanno spostando nelle gamme delle onde decimetriche, sulle quali, dato il largo spettro di frequenza, si può facilmente realizzare la telefonia a molti canali, che consente la contemporanea trasmissione di pa-

recchie conversazioni (fino a 20) su un solo ponte radio. L'esercizio e la sorveglianza di questi « cavi senza fili a larga banda » è più economico delle comunicazioni su cavo, mentre la sicurezza di esercizio è almeno equivalente. Vi è ancora da notare una cosa importante; i cavi, oggi già sovraccarichi, risultano in tal modo alleggeriti; ne segue uno svolgimento più snello e più veloce del servizio. Questi ponti radio su onde decimetriche sono già in servizio anche in Germania e se ne aumenta continuamente il numero, anche per le trasmissioni internazionali e per la televisione internazionale. Inoltre le onde decimetriche hanno una particolare importanza nella sicurezza della navigazione marittima e aerea. Il gran numero di frequenze disponibili (che nel traffico a breve distanza possono essere utilizzate più volte, data appunto la breve portata e quindi la debole potenza) ne aumenterà enormemente l'applicazione, anche perchè le bande più larghe consentono la modulazione di frequenza e la modulazione ad impulsi.

A mezzo poi di radiatori direttivi e conseguente radiazione a fascio si realizza anche un certo segreto sulle notizie trasmesse e questo è un vantaggio che va ad aggiungersi agli altri.

E' evidente che date le molteplici attività di applicazione ed il conseguente affollamento dei trasmettitori nella gamma delle onde U C si richiede un severo controllo sugli impianti in funzione se si vuol rendere possibile un servizio praticamente esente da disturbi. Nei paesi nominati nel territorio del Reich vi è un'autorità di sorveglianza dell'applicazione dei servizi radiofonici mobili, la quale emana le direttive e i regolamenti necessari e sorveglia che essi vengano applicati. Sino al 1° aprile 1949 furono stabilite delle « disposizione provvisorie per la costruzione e l'esercizio di posti radiofonici mobili ». E' interessante rilevare che ogni richiedente ha diritto alla autorizzazione, purchè il suo impianto corrisponda alle disposizioni di legge, le quali derivano da

quanto venne stabilito nella Conferenza Mondiale delle Comunicazioni in Atlantic City. In questa conferenza furono anche fissate le frequenze di lavoro; le disposizioni tedesche si uniformano su quanto là venne convenuto.

Impianti radiotelefonici mobili a modulazione di frequenza sono costruiti dalla Siemens, dalla Telefunken e dalla Lorenz; la ditta Philips e la BBC costruiscono apparecchi nelle loro Case madri rispettivamente a Eindhofen (Olanda) e a Baden (Svizzera). Le disposizioni transitorie per l'esercizio degli impianti radio non sono da considerarsi come una inutile limitazione di libertà individuale ma hanno una importante ragione di essere. E' chiaro che gli impianti trasmettitori richiedono per l'esercizio tecnico un personale appositamente istruito, non ancora disponibile in Germania. In questo ci si appoggia alla esperienza degli americani. In America gli impianti vengono affidati ai radiotecnici, che tuttavia debbono chiedere una particolare concessione; questa si riferisce soprattutto al traffico navale e aereo perchè soprattutto lavora con trasmettitori a frequenza e a modulazione controllata, che richiedono delle conoscenze specializzate ed anche una adeguata attrezzatura. Il grande addensarsi dei trasmettitori ha reso assolutamente necessarie queste misure, sicchè appare giusto che la struttura di controllo vigente in altri paesi venga applicata, sin dal principio, anche in Germania, Per il radiotecnico e soprattutto per il radioamatore diplomato si sta preparando un grande campo di prossime attività; negli Stati Uniti p. es. la concessione è stata accordata a circa 5.000 tecnici; e se pure le condizioni dell'America sono diverse da quelle della Germania, possiamo osservare lo sviluppo di queste comunicazioni bilaterali in paesi come l'Inghilterra. A conclusione di questi richiami, che vogliono anche far vedere ciò che c'è oggi nel mondo nel campo delle onde ultracorte, osserviamo che in America vi è anche una gamma cosiddetta «per tutti» fra 460 e 470 MHz. In essa, qualunque

privato può, previa semplice denuncia alle autorità, usare piccoli trasmettitori, purchè però non abbiano una portata superiore ad alcune centinaia di metri per non dare luogo ad interferenze.

Cap. 1b) Condizioni di propagazione e fenomeni delle onde corte

I fenomeni di propagazione sulle onde corte, descritti nella parte prima della « tecnica ricevente », fanno vedere un chiaro limite che si incontra verso i 30 MHz procedendo verso le frequenze più alte; al di sopra di queste frequenze non si hanno più le note riflessioni della ionosfera. Questo limite è dato dalle cosiddette « onde limite », che sono le onde più corte ancora riflesse della alta ionosfera. Queste onde limite oscillano, secondo le condizioni della attività solare, (angolo di irradiazione solare e macchie solari) nel campo fra 10 e 30 MHz. Onde più corte non sono più riflesse ma attraversano gli strati ionosferici più alti e si perdono nello spazio. Le constatazioni più sorprendenti, dovute sia a osservazioni casuali che sistematiche è che anche le onde al di sotto dell'onda limite possono raggiungere, per brevi periodi occasionali, anche grandi portate, fino a 2000 km.

Sottolineiamo il particolare della breve durata di queste comunicazioni poichè questo ci dice che non si tratta di fenomeni costanti lungo le stagioni dell'anno come p. es. è invece la riflessione delle onde limite. Piuttosto questi fenomeni devono essere considerati come delle perturbazioni, dato l'improvviso comparire e scomparire di essi dopo alcuni minuti o dopo qualche ora. E' stato osservato che, contemporaneamente a queste portate eccezionali delle onde ultra corte, si verificano difficoltà nel normale traffico transoceanico a onde corte. Si hanno delle eco, che devono di-

pendere da uno strato ionizzato estremamente denso, sito all'altezza di circa 100 km; in certe circostanze sono state riflesse persino le onde di quattro metri.

Quanto maggiore è la concentrazione a fascio della portante tanto più corta è l'onda limite che viene ancora riflessa. Questo strato ionizzato eccezionale, chiamato anche *anomalo* o *sporadico* o *strato E*, evidentemente produce anche un mascheramento dello strato *F*, necessario per le comunicazioni a distanza sulle onde corte, sicchè i collegamenti transoceanici risultano disturbati per tutta la durata del fenomeno. Di un effetto del genere, noto col nome di effetto Mögel-Dellinger, abbiamo già parlato nel primo volume ma esso non ha niente a che vedere con quello del quale parliamo qui perchè questo si attribuisce notoriamente a delle eruzioni della cromosfera solare le quali inoltre, data la vastità della zona interessata, possono incidere su quasi tutto il percorso transoceanico delle onde corte; invece qui abbiamo un improvviso crescere della portata delle onde ultracorte, egualmente legata a una perturbazione della propagazione delle onde corte, per la quale non si possono quindi supporre valide le stesse cause. La propagazione nello spazio di questo strato sporadico *E* si spiega con una sorta di congiunzioni delle eco ed è molto diversa nel tempo. Inoltre delle misure hanno accertato una continua variazione di questo strato sia in senso orizzontale e verticale sia anche come spessore. E' stata perciò coniata l'espressione di « nuvole ioniche vaganti ». Con osservazioni comparabili fra loro, fatte nel decorso di parecchi anni, si è potuto stabilire che gli aumenti di portata di breve durata delle onde ultracorte si accumulano in determinati mesi e giorni; in particolare nei mesi da giugno ad agosto cosicchè non sarà difficile di collegarli a fenomeni astronomici. E' infatti interessante notare che il percorso dalla terra in quei mesi si svolge attraverso una notevole nebbia meteorica, le cosidette Perseidi della costellazione dei Sagittario. Il fenomeno è anche legato all'au-

mento delle stelle cadenti, che non sono altro che piccoli meteoriti. Chi in guerra ha lavorato in radiotelegrafia ricorda forse un interessante fenomeno. Quando si orientava un radiatore su un bersaglio fisso la base, notoriamente, si spostava di una determinata quantità secondo una forma dentellata. Se invece l'antenna era puntata su un mezzo mobile e non lo inseguiva la base variava lentamente con la velocità dell'oggetto cioè la dentellatura diventava sempre più piccola, fino a scomparire praticamente dallo schermo. In contrapposizione a ciò, specialmente nei detti mesi estivi, si notavano, orientando l'antenna a dipolo verso una direzione del cielo, curiose brevi eco che si avvicinavano e di nuovo si allontanavano rapidamente. Non era difficile mettere in relazione questi fenomeni con la caduta nell'atmosfera di meteoriti e più tardi, dopo la pace, è stato possibile stabilire senza dubbi, con delle apparecchiature belliche ormai inutilizzate, che queste eco provenivano dalle traiettorie delle meteoriti, le quali, attraversando l'atmosfera, la ionizzavano brevemente all'altezza di circa 100 km, secondo la loro traiettoria. Questi interessanti accertamenti si collegano anche con le massime ionizzazioni dello strato *E* nei mesi delle stelle cadenti, poichè si è accertato che la ionizzazione si ha prevalentemente a queste altitudini. Poichè la nuvola meteorica presenta concentrazioni molto diverse si possono spiegare in tal modo anche le diverse concentrazioni di ioni nello strato *E*. Gli effetti originari di questo strato e gli aumenti di portata ad esso legate per le onde ultracorte erano già state osservate molte volte prima della guerra; in particolare era stata osservata l'audibilità della televisione di Berlin-Witzleben sulle onde di circa 7 m e di altri trasmettitori per TV nelle zone intorno. Sin da allora erano stati intrapresi tentativi di indagare le cause dei fenomeni con metodi scientifici; ma purtroppo la guerra interruppe questi lavori sicchè solo nel dopo guerra si ottenne la conclusione di questi studi.

L'aumento del numero dei collegamenti radio impiantati e il correlativo aumento di addensamento dei trasmettitori, unito alle accresciute e migliorate possibilità dei ricevitori rendono oggi naturalmente più facili le osservazioni e le possibilità di ricerca. Se i dilettanti tedeschi dettero dei sensibili contributi, osservando l'audibilità della TV di Berlin-Witzleben sull'onda di 7 metri e le ricezioni di dilettanti sulle onde di 5 metri, questi contributi possono molto aumentare sia per ciò che concerne trasmettitori tedeschi e dell'Europa occidentale modulati in frequenza sull'onda di tre metri sia sulle comunicazioni fra dilettanti sull'onda di due metri.

Completeremo quanto abbiamo detto riferendo alcune portate eccezionali osservate più recentemente. Negli anni 47-48 ricerche di dilettanti europei sulla banda dei 5 metri stabilirono nei mesi di giugno, luglio e agosto collegamenti in Europa, con l'Africa e con gli U.S.A. La forte attività delle macchie solari di quegli anni può essere stata in relazione con uno strato *E* fortemente ionizzato. Purtroppo nel 1948 la banda dei 5 metri fu tolta ai dilettanti europei, cosicchè le loro ricerche si concentrarono sulla gamma dei due metri (144 MHz). Ancora prima che la radio-diffusione iniziasse il suo servizio su tre metri i dilettanti avevano stabilito collegamenti su due metri, in primo tempo entro la portata ottica.

Dobbiamo qui precisare che le onde elettromagnetiche, quanto più si avvicinano allo spettro delle onde luminose, tanto più assomigliano a queste ultime nei loro caratteri, cioè seguono le leggi ottiche. Mentre le onde centimetriche e decimetriche mostrano già spiccate caratteristiche ottiche questo non avviene ancora con le onde metriche. Tuttavia al di sotto dei 5 metri le onde si comportano abbastanza similmente a quelle ottiche (onde « quasi ottiche »).

Esse, come le onde luminose, si piegano agli spigoli per diffrazione e si rifrangono quando attraversano re-

gioni atmosferiche di diversa densità. Questo comportamento è di importanza decisiva per le condizioni di propagazione alle quali obbediscono queste onde.

Nel comportamento quasi ottico delle onde U C normalmente, con una sufficiente potenza, la portata di un trasmettitore è determinata dall'altezza dell'antenna trasmittente e di quella ricevente e dalla curvatura dalla Terra La relativa formula è:

$$\text{Portata ottica (km)} = 3{,}56\,(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2})\,,$$

dove h_1, h_2 sono le altezze delle due antenne, in metri. Poichè il campo e.m., in ricezione, diminuisce al crescere della distanza della trasmittente, in grazia dell'assorbimento dalla Terra, bisogna naturalmente impiegare una determinata potenza per realizzare questa portata. Bisogna però sapere che la portata aumenta con la radice quadrata della potenza in trasmissione; se p. es. la potenza in trasmissione aumenta di 9 volte la portata giunge solo al triplo. Per questa ragione, per servire una certa zona, è più opportuno installare parecchi trasmettitori di piccola potenza in luoghi adatti, piuttosto che un trasmettitore centrale di maggiore potenza.

Si è però visto che le portate praticamente ottenibili sono maggiori di quelle relative alla curvatura della terra e alla curvatura del raggio in dipendenza della umidità atmosferica; l'incremento è costante ed è almeno del 20%; la formula sopra detta va quindi corretta in tal senso.

I dilettanti però non si arresero alle portate quasi ottiche e lottarono per avere ulteriori successi. Sia le antenne che gli impianti di trasmissione e ricezione sono stati migliorati e costruiti diversamente. In tal modo è riuscito ciò che prima non si riteneva possibile: contro ogni aspettazione, anche le onde della gamma di due metri hanno portato al di là dell'orizzonte ottico ed anzi qualche volta raggiun-

gono distanze di 2000 km. Così il 17 ottobre 1949 fu possibile un collegamento fra l'Inghilterra e Algeri, alla distanza di 1700 km circa, mentre negli Stati Uniti nella prima decade del settembre 1950 fu possibile attivare collegamenti al di là dei 1000 km. Queste enormi portate, tuttavia, sono assai rare e devono essere provocate da riflessioni ionosferiche dovute allo strato anomalo *E*. Sensibilmente più frequenti sono le portate di 500 km. Esse devono attribuirsi alla rifrazione o diffrazione delle onde nella troposfera poichè possono aversi per cause metereologiche e particolarmente quando si hanno variazioni dell'umidità, della pressione e della temperatura dell'aria eccezionalmente rapide. Ognuno di questi fattori è determinante per variare la densità dell'aria. Gli strati aerei che si formano in tal modo, di diversa densità, sono capaci di rifrazioni; cioè onde che colpiscono uno strato a bassa densità si allontanano dalla normale; viceversa, si avvicinano in caso contrario. Oltre la continua riduzione dell'umidità relativa dell'aria al crescere dell'altezza, che porta a un fattore costante di rifrazione e quindi a un costante aumento della portata del 15-20% al di là dell'orizzonte ottico, l'umidità dell'aria dipende naturalmente assai dai temporali, cosicchè si possono avere grandi differenze sia nel tempo che nello spazio, le quali sono causa di variabili influssi ed agiscono sia sull'intensità che sulla portata.

Altre variazioni della densità dell'atmosfera dipendono da diminuzione della pressione quando i venti soffiano dalle zone di alta pressione; ovvero dall'incontro di centri di alta e di bassa pressione. Poichè le variazioni di densità dovute a queste cause avvengono alle altezze maggiori, in questo modo si possono avere anche portate eccezionalmente grandi. Una parte percentualmente alta di questi fenomeni di udibilità al di là della portata ottica dipendono anche da improvvise variazioni della temperatura o da « inversioni » del gradiente di temperatura; come tali si intendono situa-

zioni nelle quali invece di avere temperature sempre più basse man mano che si va in alto si hanno temperature più alte nelle alte zone dell'atmosfera che in vicinanza della Terra. Questa fenomeni possono aversi o nell'immediata vicinanza della terra o a considerevole altezza; casi che si chiamano rispettivamente inversioni a terra e inversioni in alto. Inversioni a terra si hanno quando la pressione è molto elevata e nei mesi estivi. Dopo una prolungata insolazione diurna l'aria in prossimità della terra si raffredda rapidamente dopo il tramonto sicchè, a causa degli strati più caldi che sovrastano, si verifica rifrazione. Da quanto si è detto finora segue che si possono avere condizioni favorevoli per la ricezione nei caldi giorni estivi con cielo chiaro e dopo il tramonto. La riflessione avviene su uno spazio maggiore o minore, cosicchè raramente capitano zone morte. Secondo l'angolo di incidenza la radiazione si rifrange e si riflette su strati più alti o su strati più bassi curvandosi di nuovo verso la superficie terrestre. Si possono avere grandi portate a causa di riflessioni multiple o per il proseguire della radiazione ai limiti dello strato rifrangente. Portate di 300 km e più non rappresentano quindi una rarità

Sulla superficie dell'acqua, però, non si verificano inversioni di temperatura; pertanto comunicazioni con dilettanti inglesi sono dovute a inversioni del gradiente di temperatura nelle alte zone, con strati rifrangenti all'altezza di uno a tre km. Questo fenomeno si verifica quando correnti di aria calda scorrono sopra fronti di aria fredda. In questi casi le radio-onde vengono rifratte dalla superficie di separazione e si hanno quindi le premesse per raggiungere grandi portate mentre però si ha anche una zona morta. Per predeterminare o per ricostruire la possibilità di comunicazioni a grandi distanze dovute a queste circostanze eccezionali si raccomanda di studiare la situazione metereologica in una vasta zona. In tutti i casi naturalmente la propagazione degli strati rifrangenti ha una grande importanza poichè con

riflessioni e rifrazioni multiple si possono raggiungere portate fino a 800 km.

Se finora abbiamo parlato delle circostanze metereologiche che influenzano la propagazione delle onde UC bisogna anche considerare altre circostanze quali la possibile rotazione del piano di polarizzazione della radiazione, radiatori parassiti e zone d'ombra. Questi fenomeni devono essere tenuti presenti nella scelta e nella installazione delle antenne di ricezione. Infatti mentre entro la portata ottica il piano di polarizzazione della radiazione, essenzialmente orizzontale, permane, si possono però avere rotazioni di questo piano dovute a interferenze ed anche a indesiderati radiatori o riflettori parassiti in prossimità dell'antenna ricevente. È noto che ri»ettori della lunghezza di mezza onda o multipli di essa entrano in oscillazione all'arrivo dell'onda; questo può avvenire con camini, campanili, ecc. Per la migliore ricezione l'antenna a dipolo deve essere orientata nel piano di polarizzazione; e se questa ruota le condizioni ottime possono richiedere un orientamento diverso. Anche a radiazioni parassite si deve ricondurre la circostanza che con un'antenna a dipolo con riflettore non sempre si ha il massimo campo orientandosi verso il trasmettitore, come dovrebbe essere naturalmente, ma orientandosi in una direzione del tutto diversa; ciò dipende dal fatto che un radiatore e riflettore parassita riflette la radiazione dalla direzione di arrivo in una del tutto diversa. Così per es., pendii montuosi ed alti edifici sono noti come riflettori di questo genere, i cui spigoli producono anche curvature del fronte d'onda. Strade e gole che siano in direzione della trasmissione agiscono a loro volta come canali o conduttori cavi e favoriscono la propagazione dell'onda nella loro direzione, cioè funzionano come « direttrici ». Da quanto abbiamo detto il radioamatore può trarre degli utili orientamenti.

Nella ricezione radiotelegrafica a grande distanza, fino circa 600 km, il campo elettromagnetico in ricezione varia spesso a sbalzi e per intervalli di tempo brevi, giacchè su lunghi tratti di propagazione possono aversi interferenze fra onda diretta e onda riflessa ovvero onde piegate verso il basso. Mentre infatti entro la portata ottica, cioè a distanza relativamente breve, solo la radiazione diretta influenza la ricezione, al di là della portata ottica invece l'onda diretta diminuisce rapidamente e si sovrappone ad essa l'onda riflessa o ricurva; l'effetto può essere tanto di rinforzo quanto di riduzione del campo di ricezione; ne possono quindi seguire forti fluttuazioni.

La collocazione dell'antenna deve essere il più alto possibile, oltre che per aumentare la portata ottica, anche per attingere zone dove il campo elettromagnetico è meno assorbito, e quindi più forte, e infine per liberarsi dai disturbi di origine terrestre (dovuti a scintille, ad apparecchi elettromedicali, ecc.). Inoltre bisogna trovare il posto più adatto per l'antenna stessa anche in relazione ai fenomeni descritti prima, ricercando sia il campo più intenso sia l'esatto piano di polarizzazione; non si dimentichi che basta spostarsi di pochi metri per trovare condizioni già molto diverse.

Bisogna vedere che non vi siano in prossimità delle antenne probabili radiatori parassiti quali grondaie, tubi di scarico, ecc., che spessissimo sono mal fissate, sicchè basta scrollarle per verificare forti differenze del campo.

La propagazione delle onde ultracorte dipende sempre più dalle cattive condizioni metereologiche, man mano che si va verso onde più corte in analogia a quanto avviene per le onde luminose. Oltre agli effetti già visti di riflessione dalle onde ultracorte verso alle superfici di separazione di stati diversi e per onde all'estremo superiore della gamma in condizioni di propagazioni normali hanno importanza, per le micro-onde, i canali e le correnti di aria calda nell'atmosfera più bassa, i quali funzionano per esse come condut-

tori cavi. Questi canali di aria calda, di piccola sezione, si formano soprattutto con tempo tranquillo, bello e caldo. Fenomeno analogo è stato osservato su un ponte radio fra le isole e la terra ferma, nel qual caso si avevano portate eccezionali precisamente allorchè gli strati d'aria soprastanti il mare si saturavano di acqua marina polverizzata, a causa di spruzzi e di onde, e diventavano più freddi della acqua stessa.

Quanto più alta è la frequenza delle onde elettromagnesiche tanto più si risente l'influenza del mezzo di propagazione, cioè dell'atmosfera. In particolare si ha uno rifrazione già con le più piccole gocce d'acqua, alle quali si accompagna una dispersione della radiazione. Corpi omogenei di grandi dimensioni rispetto alla lunghezza d'onda agiscono poi da assorbitori di energia.

Il vantaggio delle microonde sta nella possibilità di raccoglierle in stretti fasci e nella possibilità di riflessione. Quanto maggiore è la loro frequenza tanto più facilmente esse vengono riflesse dai solidi, specialmente se metallici. Le localizzazioni dei periscopi dei sommergibili, sporgenti solo pochi decimetri, da parte degli aeroplani a mezzo di microonde dimostra esaurientemente le ottime attitudini di riflessione che si possono utilizzare nella tecnica delle onde radio.

Cap. 2) Tecnica della trasmissione delle onde ultracorte.

2a) Valvole per onde ultracorte.

In tutti i trasmettitori è importante che una tensione alternata o una potenza alternata, portate sulla griglia di una valvola, renda disponibile sul circuito anodico la massima tensione (o rispettivamente potenza). Negli amplificatori di trasmissione a pentodi l'amplificazione dipende anzitutto dalla conduttanza mutua della valvola e dalla resistenza in alta frequenza del circuito anodico. Quest'ul-

tima è determinata, oltre che dalle perdite, anche dal rapporto fra autoinduzione e capacità, diventando tanto maggiore quanto più alto è questo rapporto. Quanto più corte sono le onde tanto più diventa difficile realizzare delle grandi resistenze di risonanza, giacchè già la capacità degli elettrodi e quella dei collegamenti è dello stesso ordine di grandezza della capacità di accordo. Ma questa deve essere variabile entro certi limiti, per poter variare la frequenza, sicchè l'autoinduzione per la quale si deve costruire la bobina diventa piccola, dato che entra in gioco, come antoinduzione, anche quella dei collegamenti sia all'esterno che allo interno della valvola. Ciononostante è possibile anche su onde molto corte realizzare resistenze di risonanza relativamente elevate, sicchè l'amplificazione ottenibile con valvole moderne è tuttora considerevole. È svantaggiosa la circostanza che gli elettroni hanno pure bisogno di un certo tempo per percorrere la distanza fra catodo e griglia della valvola, sicchè sia l'ampiezza che la fase della tensione fra griglia e catodo già varia apprezzabilmente durante il tempo di transito degli elettroni. L'influsso di questo tempo di transito ha l'effetto come se vi fosse una resistenza ohmica in parallelo al circuito risonante; con ciò la resistenza del circuito anodico della valvola precedente risulta assai più bassa di quella che si potrebbe aspettarsi in base ai dati teorici del circuito stesso, sicchè non si realizzano le amplificazioni calcolate. Quanto più alta è la frequenza (e cioè quanto più corta è l'onda) tanto maggiormente incide questo effetto dannoso, perfino per valvole particolarmente studiate per onde UC. Esse richiedono quindi una potenza di pilotaggio sempre maggiore e dànno un rendimento sempre peggiore; per produrre una determinata potenza si deve dunque scegliere una valvola di potenza maggiore. Ma a questo corrisponde anche una maggiore capacità interelettrodica; per tenerla bassa, si dovrebbero dare alla valvola dimensioni molto ridotte. Dimensioni ridotte sono partico-

larmente desiderabili anche nelle valvole schermate e nei pentodi perchè altrimenti il conduttore di collegamento per lo schermo diventa così lungo che la caduta di tensione in alta frequenza (dovuta all'induttanza di questo conduttore) impedisce un corretto funzionamento dello schermo. D'altra darte è anche desiderabile aumentare la tensione

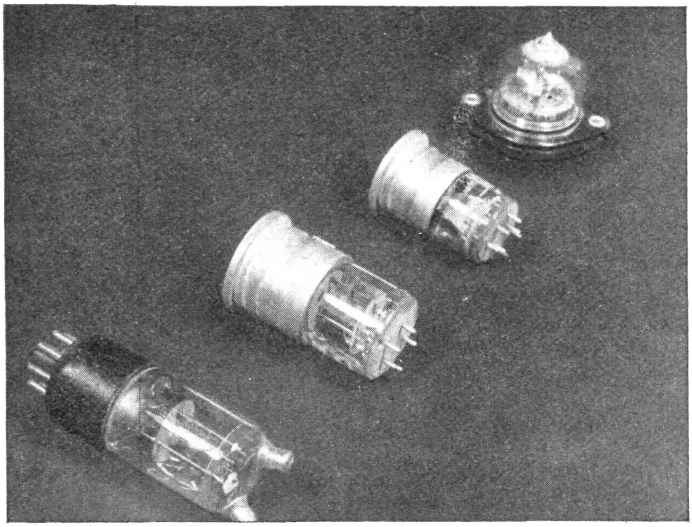

Fig. 1 - Triodi commerciali di piccole dimensioni per trasmissione su onde U C. Dall'alto verso il fondo: CV 6; LD 6; LD 1; RD 2,4 TA.

anodica per accrescere la velocità degli elettroni, ciò che però viene ostacolato dalla grande vicinanza degli elettrodi. In poche parole la costruzione di valvole per onde ultra corte porta con sè tutta una serie di problemi dovuti a contrastanti esigenze, i quali problemi vengono accresciuti dal fatto che gli isolanti che si usano nella costruzione delle valvole hanno

delle perdite crescenti sempre più con la frequenza. Inoltre i passanti delle valvole trasmittenti devono avere maggiori sezioni poichè (come si è già detto) la capacità interelettrodica costituisce una porzione non trascurabile della capacità complessiva del circuito, e cioè vi passano delle correnti AF

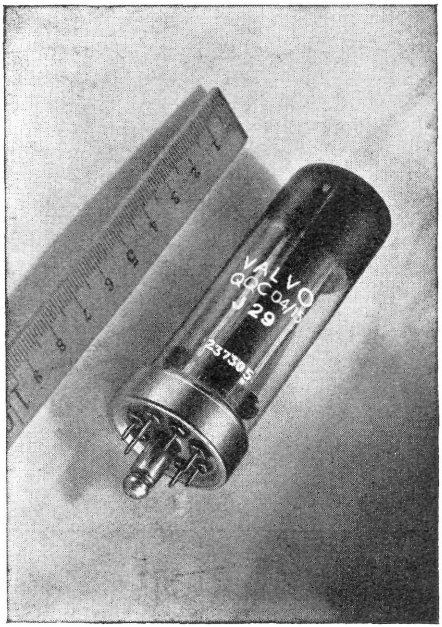

Fig. 2 - Moderno doppio tetrodo Philips QQC04/15 per trasmissione su O U C.

più intense le quali (con una sezione insufficiente) darebbero luogo ad un eccessivo riscaldamento ed a una possibile distruzione del passante. Nelle figure 1, 2 e 3 si vedono

alcune valvole trasmittenti costruite specialmente per onde metriche, nelle quali una parte delle uscite sono realizzate dall'alto, appunto per ottenere basse induttanze e basse capacità delle uscite stesse. Esse sono costruite con la mi-

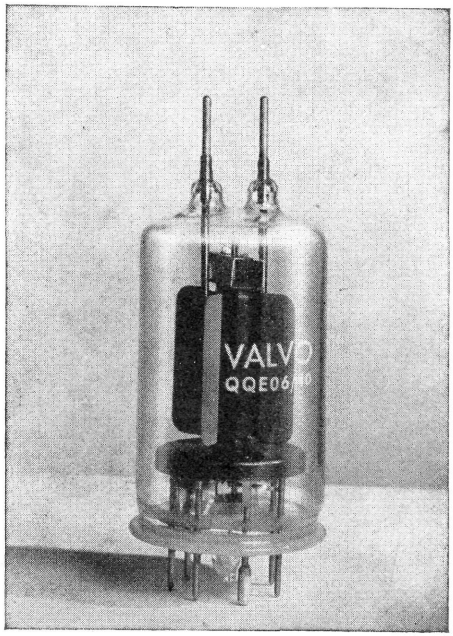

Fig. 3 - Idem, QQE06/40

nima quantità possibile dei migliori isolanti per tenere basse le perdite; le uscite sono in grande sezione.

Mentre per i dilettanti si prestano abbastanza bene le vecchie valvole dell'esercito, di basso costo (vedi fig. 1) vi sono, anche sul mercato valvole recenti di ottima presta-

zione, quali i tetrodi Philips QQC04/15 e QQE06/40 mostrati nelle figure 2 e 3 rispettivamente. I dati di queste valvole sono raccolti in tabella 1 insieme ad altre. La QQC04/15 corrisponde all'americana 832, quanto a potenza; la QQE 06/40 è molto prossima alla 829. Tuttavia le nuove valvole Philips hanno rendimenti un po' migliori, appunto perchè (essendo più recenti) hanno utilizzato gli ultimi progressi nella costruzione delle valvole. Il tipo PE05/25 è un pentodo di trasmissione di piccole dimensioni che a 144 MHz dà una potenza utile di circa 12 W. La QE04/10 trova applicazione sopratutto came amplificatrice di potenza nei duplicatori

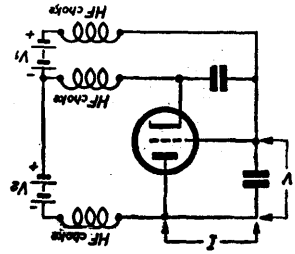

Fig. 4 - Generatore di Barkhausen e Kurz.

di frequenza, mentre il doppio tetrodo QQC04/15 si può usare come amplificatore in alta frequenza, come oscillatore ed anche come moltiplicatore di frequenza e negli stadi modulatori. Come doppio tetrodo si presta molto bene a schemi in controfase, che si usano spessissimo nelle onde UC per i numerosi vantaggi che offrono. Inoltre con due valvole QQC04/15 si possono p. es. realizzare molto bene quattro successive duplicazioni di frequenza. Una particolarità di queste valvole è l'avere il catodo a ossidi a riscaldamento *diretto*. Questo si spiega per la sua diffusa applicazione in impianti mobili, dove (essendo l'esercizio intermittente

quindi potendosi collegare l'alimentazione di filamento solo durante il funzionamento) è necessario un rapido riscaldamento affinchè l'apparecchio entri prontamente in servizio. In caso contrario la valvola dovrebbe essere tenuta continuamente accesa ciò che, mentre accrescerebbe i costi di esercizio, ridurrebbe inutilmente la durata delle batterie e quindi l'autonomia. In vista di questa applicazione la valvola ha anche altre particolarità che la rendono meglio adatta all'esercizio su mezzo mobile. Riducendo di un volt la tensione di filamento, e a pari tensione anodica, si ottiene ancora la piena potenza; inoltre la valvola funziona con basse tensioni e deboli correnti anodiche.

I due sistemi di elettrodi hanno in comune il catodo ed anche lo schermo; con questo accorgimenti a 200 MHz (1,5 metri) si possono ottenere ancora circa 17 W di potenza utile.

La QQE06/40, anche essa doppio tetrodo, a 430 MHz (70 cm) dà ancora circa 35 W di potenza utile. Anche qui sono comuni lo schermo ed il catodo, il quale però è a riscaldamento *indiretto*. Le due uscite delle placche sono portate dalla parte opposta allo zoccolo e consentono nel modo più semplice un collegamento ad una coppia di fili di Lecher. Questa valvola è usata sopratutto come duplicatore di frequenza e come stadio di uscita in controfase, in classe C. I due sistemi di elettrodi possono lavorare su frequenze diverse; essa si presta particolarmente bene per i generatori sulla gamma di 70 cm, che si spera sia presto messa a disposizione dei dilettanti. Con una uscita di 34 W si ha un rendimento del 47%, che si può considerare realmente ottimo.

Le onde di lunghezza inferiore a un metro (decimetriche e centimetriche) al principio erano soltanto oggetto di studio per gli scienziati, i quali volevano sperimentare fino a quale limite si potessero generare onde elettriche. Date però le dimensioni estremamente ridotte delle corrispondenti antenne anche i tecnici delle comunicazioni radioelettriche

VALVOLE TRASMITTENTI PER O.U.C. (tipi militari e americani)

Tipo	Genere	Riscaldamento		Tensione anodica	Tensione di schermo	Tensione di pol. di griglia		Corrente anodica	Corrente di schermo	Potenza resa	Lunghezza d'onda minima
								mA	mA	W	
829	Doppio pent.	2 × 6,3	2 × 1,125	500	200	— 50		2 × 120	2 × 16	80	829 = 2,8 m 829 A = 2 m 829 B = 1,4 m
832	Doppio pent.	2 × 6,3	2 × 0,8	500	200	— 65	In classe C	2 × 36	2 × 7	26	832 = 2,8 m 832 = 2 m
RS 394	Triodo	12,6	0,2	600	—	—100	In classe C	100	—	32	1,5 m
LD 2	Triodo	12,6	0,175	300	—	—120		60	—	10	0,5 m
LD 15	Triodo	12,6	0,24	500	—	— 30		50	—	12	0,4 m

cominciarono ad interessarsi a questo campo, poichè la costruzione di antenne direttive a file, quasi proiettori di radioonde, diventa tanto più facile quanto più corta è l'onda. Poichè inoltre le proprietà di queste microonde si avvicinano a quelle della luce risultò oltre alla ovvia possibilità di realizzare la ricezione di vari trasmettitori su varie onde, anche quella di realizzare diverse ricezioni anche sulla stessa onda, semplicemente girando l'antenna direttiva in direzione del ricevitore preferito. Abbiamo accennato prima alla somiglianza fra la propagazione delle microonde (così dette onde « ottiche ») e quella delle onde luminose; ricordiamo che la legge della rifrazione e della curvatura della luce dipendono dalla lunghezza d'onda, e che quindi, per onde notevolmente più lunghe di quelle della luce, le cose si presentano in modo diverso; inoltre con le microonde si hanno dei fenomeni che sembrano avvenire in modo completamente diverso che con le onde luminose, e che quindi si debbono spiegare con la diversità della lunghezza d'onda.

Per molti campi applicativi, sopratutto per quelli che fanno uso della luce per certi scopi di navigazione e di orientamento ma che col col tempo diventano invisibili perchè le condizioni di visibilità peggiorano fortemente, le microonde hanno avuto una importanza da non sottovalutare, in sostituzione delle onde luminose anche perchè la sempre più ridotta disponibilità di bande di frequenza ha spinto verso frequenze sempre più alte.

Poichè con le più alte frequenze si possono avere condizioni sostanzialmente più favorevoli ed anche quelle bande, relativamente di maggiore larghezza, le quali diventano necessarie per la televisione e per la televisione a colori diventano insufficienti, lo sviluppo della tecnica delle alte frequenze è sempre in espansione e va sempre di più verso le onde decimetriche e centimetriche sia per la trasmissione di notizie che per la TV.

Tipo	Genere	Riscaldamento [V]	Riscaldamento [A]	Tensione anodica (V)	Tensione di schermo (V)	Tensione di pol. di griglia (V)	Corrente anodica (mA)
PE 05/25	Pentodo	12,6	0,7	500	250	—80	90
				400	250	—250	52
QE 04/10	Tetrodo	6,3	0,6	300	250	—60	43
				250	200	—120	37
QQC 04/15	Doppio Tetrodo	6,3	0,68	400	200	—80	2 × 30
				250	200	—175	2 × 40
QQE 06/40	Doppio Tetrodo	6,3	1,8	600	250	—100	2 × 100
		12,6	0,9	500	250	—150	2 × 60

O.U.C. (Tipi moderni Philips)

Corrente di schermo (mA)	Potenza resa (W)	Modo di uso	Frequenza (MHz)	Rendimento %	Dissipazione anodica (W)	Frequenza limite e potenza corrispondente	
						MHz	W
5	33	*cl. c* (Telegrafia)	100	73,5	12	167	15
3	9	*cl. c* (Moltiplic. di frequenza)	55/165	43			
7	8	*cl. c* (Telegrafia)	60	62	7,5	175	10,8
2	2,3	*cl. c* (Moltiplic. di frequenza(	75/150	25			
5	17	*cl. c* (Telegrafia)	186	71	2 × 6	300	8
7	6,2	*cl. c* (Moltiplic. di frequenza)	62/186	31			
18	88	*cl. c* (Telegrafia)	60	72	2 × 20	430	34
10	24	*cl. c* (Moltiplic. di frequenza)	50/150	40		143/430	20

Il problema di generare oscillazioni ancora tecnicamente utilizzabili nel campo delle microonde (data la adozione di risuonatori a cavità) è ormai esclusivamente un problema di valvole.

Per la produzione di onde decimetriche e centimetriche nei primi tempi si utilizzavano trasmettitori a scintilla nella forma originaria di Hertz che al centro di un dipolo lungo quanto mezza onda poneva l'intervallo dove scoccava la scintilla. Per raccogliere la irradiazione in una sola direzione si faceva uso di specchi cilindro-parabolici e a paraboloide sia in trasmissione che in ricezione; in ricezione, al posto dello spinterometro (nel quale scoccava la scintilla) si aveva invece un detector. Le potenze erano molto piccole, e trattandosi di onde smorzate, non si poteva nemmeno modulare in telefonia. Si cercò allora di non usare più un alternatore a bassa frequenza per generare l'alta tensione necessaria alle scintille, ma di produrre questa con un generatore a valvole; sicchè le scintille si susseguivano assai più frequentemente ed anche il rendimento migliorava notevolmente.

Il trasmettitore a valvole poteva essere modulato in telefonia ed al posto del detector ricevente a cristallo si sostituì presto una valvola a due elettrodi o raddrizzatore a diodo, con il quale se non si aumentava la sensibilità, veniva però elevata la sicurezza di esercizio.

Barkhausen e Kurz trovarono che, dando a una valvola a elettrodi concentrici cilindrici (triodo) un'alta tensione positiva sulla griglia e una debole tensione negativa sulla placca, venivano prodotte delle oscillazioni di frequenza straordinariamente alta. Qui gli elettroni che escono dal catodo sono attratti dalla griglia fortemente positiva e ne acquistano una notevole eccelerazione che consente ad una parte di essi di proseguire verso l'anodo attraverso gli spazi vuoti della griglia. Poichè l'anodo ha una polarizzazione negativa gli elettroni vengono per la massima parte respinti, ed attratti di nuovo verso la griglia; ma una parte di essi,

ancora attraverso gli spazi vuoti della griglia, prosegue la sua corsa verso il catodo, che ne inverte ancora la direzione giacchè il catodo è negativo rispetto alla griglia; ed il gioco continua. Si ha allora una sorta di pendolamento o di « danza » degli elettroni. L'accoppiamento di energia avviene a mezzo di una selezione sulla fase degli elettroni stessi. Bisogna capire che, a causa delle diverse velocità di emissione degli elettroni dal catodo, gli elettroni stessi hanno diversi valori di fase. E quando predomina una certa fase gli elementi di circuito collegati vengono eccitati a oscillare; il campo elettromagnetico così prodotto reagisce contemporaneamente sugli elettroni, in modo tale che, secondo il valore momentaneo dell'oscillazione e della fase, gli elettroni risultano accelerati ovvero frenati. In tal modo la velocità degli elettroni accelerati è diventata così grande che essi vengono captati e selezionati dall'anodo. Mentre gli elettroni accelerati hanno assorbita dell'energia quelli frenati hanno ceduto energia; quanto maggiore è quindi il numero relativo degli elettroni frenati tanto maggiore è la cessione di energia. Se l'anodo è fortemente negativo si ha una parziale variazione della fase fino a eguagliare la fase degli elettroni accelerati e la fase di quelli frenati; sicchè in queste condizioni si generano maggiori potenze oscillanti. Un miglioramento del rendimento si ottenne dalle ricerche di Gill e Morell, i quali collegarono alla valvola un sistema bifilare o un circuito oscillante occordato sulle onde prodotte. In certi casi le stesse valvole furono costruite in modo tale che gli elettrodi configuravano una continuazione di questa linea bifilare nell'interno della valvola; in altri casi da una parte c'era una doppia linea per portare energia all'antenna, dall'altra una simile per dare alla valvola le tensioni di alimentazione. Nonostante le numerose disposizioni che furono sviluppate per questo tipo di produzione di onde al di sotto del metro, si dovette presto riconoscere che il rendi-

mento realizzabile del trasmettitore era sempre estremamente piccolo (al massimo 20%).

Perciò si abbandonò lo schema di Barkhausen e Kurz a favore dei generatori di Habann, chiamati anche magnetron. Lo schema di un generatore di Habann si vede in fig. 5. Si

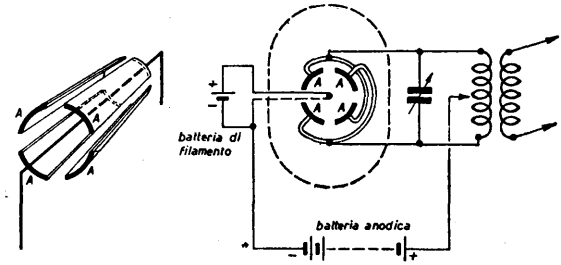

Fig. 5 - Schema di principio del trasmettitore Habann.

usa una valvola con un anodo cilindrico dotato di varie fenditure, nel cui interno si trova, concentricamente, il catodo. I settori di anodo che si trovano di fronte sono metallicamente collegati, a coppie, agli estremi opposti del circuito oscillante. La valvola in queste condizioni viene collegata fra i poli di un forte magnete, il cui campo ha andamento parallelo all'asse della valvola. In questo generatore quindi gli elettroni sono controllati non solo dal campo elettronico ma anche da un campo magnetico costante portato dall'esterno, il quale ha direzione perpendicolare al piano in cui si muovono gli elettroni al fine di sviluppare un maggior effetto deviatore. Secondo l'intensità del campo magnetico gli elettroni vengono deviati dalle traiettorie (inizialmente radiali) verso l'anodo finchè, a un certo valore critico del campo magnetico, la caratteristica della valvola diventa negativa e si hanno le condizioni per eccitare le

oscillazioni. Queste dipendono dal fatto che gli elettroni che tendono verso i segmenti di anodo momentaneamente a potenziale più alto vengono deviati, dal campo magnetico critico verso i segmenti che hanno invece il potenziale contrario.

Se gli sviluppi della valvola a campo frenante e del magnetron hanno una data antica (1920) è solo negli anni della seconda guerra mondiale che si è avuto un brusco sviluppo dei generatori di onde decimetriche e centimetriche, poichè solo con questi sono divenute realizzabili le molteplici possibilità della tecnica radar. Allora acquistarono un'importanza enorme le valvole klystron e i tipi analoghi quali valvole a tempo di transito controllate dalla velocità elettronica. Ma anche i generatori già noti, anzitutto le valvole a campo magnetico, furono portate a un rendimento straordinariamente elevato. Con le valvole controllate a griglia si svilupparono sopratutto le valvole a disco e le valvole a « faro ». Della loro costruzione diremo qualcosa trattando i vari tipi di valvole giacchè esse sono al passaggio fra le onde metriche e le onde decimetriche.

La costruzione di un triodo a disco, come si vede in fig. 6, si realizza quando si presenta l'esigenza di lavorare su onde

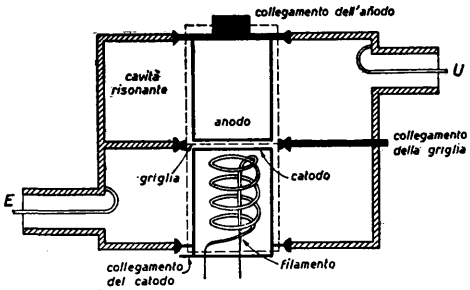

Fig. 6 - Triodo con risuonatori interni a cavità.

decimetriche e che si voglia un rendimento accettabile. Si tratta del caso limite delle condizioni già viste nel campo delle onde ultracorte.

I collegamenti degli elettrodi (catodo, griglia e placca) non devono avere induttanza apprezzabile nè capacità. Inoltre devono essere ridotti al minimo gli accoppiamenti fra gli elettrodi e loro collegamenti, nonchè le perdite di radiazione, crescenti con la frequenza. Il catodo è formato con un elettrodo piatto ed è molto vicino alla griglia, a forma di graticola (sicchè si abbiano ridottissime autoinduzioni dei collegamenti ed anche piccoli tempi di transito). L'anodo è un cilindro massiccio che sporge dall'alto verso il bulbo in direzione della griglia ed è anch'esso quasi privo di induttanza dei collegamenti.

La valvola così costruita è costruita organicamente coi circuiti oscillanti, della forma di due risuonatori a cavità. Questi risuonatori, per la loro costruzione, hanno una bassissima resistenza di dissipazione e nessuna irradiazione, e dànno quindi elevate resistenze di risonanza e curve di risonanza acute. La disposizione mostrata in figura lavora con due risuonatori a cavità, che vanno accordati sulla stessa frequenza e costituisce in oscillatore che viene eccitato a mezzo della capacità griglia-placca con oscillazioni di Huth e Kuhn. L'accoppiamento di entrata e di uscita dell'alta frequenza avviene a mezzo di elementi coassiali, la cui anima è fissata alla parete del risuonatore. Con triodi costruiti in questo modo si possono avere anche rendimenti accettabili fino a circa 50 cm di lunghezza d'onda; però essi si abbassano rapidamente con onde più corte, a causa del peggiorare del rapporto fra induttanza e capacità. Quando anche il limite raggiungibile con questo oscillatore a griglia controllata arriva fino all'onda di alcuni cm, tuttavia esso perde di interesse a causa del bassissimo rendimento. Nelle onde centimetriche quindi trovano applicazione esclusivamente delle disposizioni note col nome di valvole a tempo

di transito a controllo di velocità, e nelle quali i circuiti oscillanti, della forma di risuonatori a cavità, costituiscono un tutto organico con la valvola. Qui troviamo i più progrediti tipi a campo magnetico e le diverse varietà di klystron, il quale ultimo fu ideato dall'americano Varian. I più moderni magnetron ad alta frequenza possono dare parecchie centinaia di watt con onde di 10 cm, mentre con un funzionamento ad impulsi la potenza di picco può raggiungere vas rie centinaia di kW. Con un campo magnetico di 3000 gaussi realizza un rendimento del 60% che è da considerare eccezionale. Il magnetron mostrato schematicamente in figura 7 consiste in un anodo di rame massiccio, al cui cen-

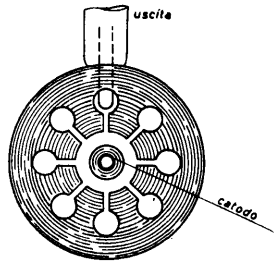

Fig. 7 - Magnetron di grande potenza.

tro si trova il catodo. Il blocco anodico ha inoltre un ben preciso numero (qui 8) di fenditure, disposte simmetricamente ed con i piani passanti per l'asse, le quali procedono verso cavità cilindriche e formano così piccoli risuonatori a cavità.

Data la direzione del campo magnetico le sue linee di forza si concentrano nei cilindri cavi, attraverso i quali esse entrano ed escono; le linee di campo elettrico invece si concentrano nelle fenditure dell'anodo e in prossimità della parete interna delle cavità. L'accoppiamento di uscita

per l'energia avviene in modo semplice da una qualunque delle cavità cilindriche giacchè esse sono tutte accoppiate fra di loro tramite il campo magnetico comune. Data la disposizione concentrica del catodo e dell'anodo gli elettroni emessi dal catodo sono accelerati verso l'anodo radialmente dal campo elettrico e sono deviati invece a spirale dal campo magnetico. Secondo quindi l'intensità del campo magnetico e secondo la tensione anodica, quindi secondo la velocità degli elettroni, questi possono fare alcuni giri o addirittura tornare sul catodo. In dipendenza del noto processo (tipico delle valvole a campo frenante) del raggruppamento degli elettroni secondo la loro fase, risulta una oscillazione in quanto appunto gli elettroni che vengono frenati più o meno secondo la loro fase cedono energia al campo delle cavità.

Abbiamo dunque visto che la tensione anodica, il campo magnetico permanente ed il campo ad alta frequenza influenzano tutto il percorso degli elettroni e danno loro un tracciato cicloidale; ne segue che c'è un eccesso di elettroni che cedono energia, ciò che spiega l'elevatissimo rendimento realizzato. Quanto maggiore è il numero delle fenditure dell'anodo tanto più alte sono le frequenze ottenibili, le quali dipendono dal tempo di transito circolare degli elettroni. Con i magnetron (che trovano sopratutto applicazione nella tecnica delle microonde) lavorano anzitutto i radar con i duali nel campo delle onde centimetriche si possono raggiungere potenze di punta di parecchie centinaia di kW.

In contrapposizione al magnetron è stato sviluppato il cosidetto klystron, valvola a tempo di transito controllato, la quale nella sua forma primitiva è dovuto all'americano Varian. Collateralmente esistono parecchi altri sviluppi analoghi che per la massima parte sono chiamati nello stesso modo. In tutte queste valvole il tempo di transito che normalmente è considerato un inconveniente viene controllato e deliberatamente utilizzato per generare oscillazioni. A questo principio corrisponde il fatto che le oscillazioni

nascono soltanto quando il tempo di transito è dello stesso ordine di grandezza del periodo voluto ovvero quando è sensibilmente piccolo. Il principio di funzionamento del klystron si basa sulla modulazione per addensamento degli elettroni in uno spazio privo di accelerazione. I dettagli di questo processo si possono analizzare guardando la figura 8 che rappresenta appunto un klystron.

In essa saltano all'occhio i due risuonatori R' R'' che si trovano ad una determinata distanza l'uno dall'altro. Sul

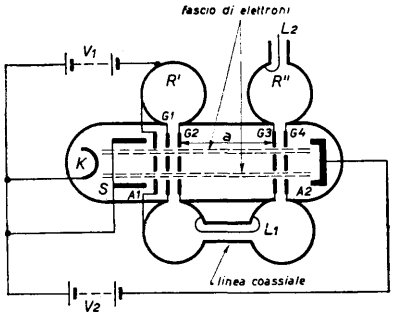

Fig. 8 - Schema di un Klystron.

percorso del fascio elettronico si trova una fenditura intagliata da ambo le parti a forma di griglia. I due risuonatorf sono collegati fra loro a mezzo di una linea coassiale per poter funzionare da generatori; l'uscita dell'energia avviene da R''.

Il funzionamento è come segue. Gli elettroni sono emessi dal catodo K vengono concentrati a fascio dall'elettrodo S ed accelerate fortemente dall'anodo A_1 che, col risuonatore si trova ad alta tensione positiva V_1. I valori momentanei della tensione di pilotaggio ad alta frequenza su G_1 e G_2 hanno azioni acceleratrici o ritardatrici sugli elettroni che

passano, secondo la fase di questi, sicchè essi entrano selezionati e pilotati al ritmo dell'alta frequenza con velocità diversa nello spazio *a* chiamato anche spazio « staccio ». Gli elettroni accelerati uniformemente da A_1 sono stati dunque modulati in velocità dal campo ad alta frequenza; cioè una forma di accelerazione mentre all'altra parte è stata sottratta una eguale quantità di energia sotto forma di frenamento. Le due influenze si equilibrano sicchè in questa parte non vi è alcuna erogazione di energia. L'entrata degli elettroni nello spazio staccio *a* avviene dunque per i singoli elettroni a velocità diverse cosicchè i più veloci raggiungono ed anche superano i più lenti. Nello spazio si hanno dunque zone più dense di elettroni e zone più diradate. Se ora R'' si trova nel fuoco di un addensamento elettronico si ha ivi una forte oscillazione. Quando gli elettroni attraversano G_3 e G_4, essendovi un forte campo di alta frequenza fra G_3 e G_4, essi vengono in parte accelerati o frenati poichè la oscillazione avviene solo per gli elettroni di maggiore densità; sono date le condizioni affinchè la tensione ad alta frequenza appunto agisca nel senso frenante nell'istante in cui c'è la massima densità elettronica; ciò significa in definitiva che vengono frenati più elettroni di quanti non ne vengano accelerati, ciò che corrisponde ad una cessione di energia.

L'elettrodo di raccolta A_2 riunisce gli elettroni residui e li asporta. In tal modo persistono le oscillazioni eccitate su R_I, una parte della tensione ad alta frequenza indotta su R_2 viene riportata su R_I a mezzo di una linea coassiale L_1 mentre l'accoppiamento di uscita della potenza oscillante si realizza a mezzo della linea concentrica L_2. Sul tronco di reazione bisogna badare alla esatta fase della tensione riportata indietro, la quale dipende dal tempo di transito degli elettroni. Il klistron oltre che come generatore può anche essere usato come amplificatore ad alta frequenza. In questo caso si elimina il tronco di reazione; la potenza in

arrivo dall'interno o da uno stadio precedente viene accoppiata in *R'*.

Con i klystron ad alta potenza si possono avere potenze momentanee a brevi impulsi fino a 10 kW sulle onde di 10 cm mentre la potenza media si aggira sugli 80 W.

Cap. 2b) L'oscillatore pilota senza cristallo

Collegamenti in controfase con linee bifilari o concentriche. (Valvole a fili di Lecher e circuiti cilindrici)

Se già sulle gamme per dilettanti a frequenze più basse si ricorre a moltiplicazioni di frequenza, alfine di conservare una elevata stabilità, ciò è anche più importante sulla gamma di 144 MHz. Il numero di stadi necessario aumenta però considerevolmente, sicchè si torna sempre all'idea di costruire degli oscillatori capaci di essere stabili anche sulle frequenze più alte, e ridurre quindi il costo del trasmettitore ad una misura ragionevole. Nelle gamme per dilettanti, a frequenze più basse, per avere una elevata stabilità si usano di solito oscillatori sui 160 m e si moltiplica la frequenza realizzando successivamente 80, 40, 20 e 10 m. Se si volesse continuare la moltiplicazione fino ai 2 m si avrebbe un costo che soltanto da pochi potrebbe essere sostenuto. Si aggiunge poi la circostanza che una minima instabilità di frequenza nei generatori piloti, ancora tollerabile nella gamma di 80 o 40 m si moltiplica anch'essa quando la frequenza viene moltiplicata cosicchè nella gamma dei due m già si hanno fluttuazioni di frequenza inammissibili. Il maggior costo quindi non starebbe in un rapporto accettabile col risultato.

Quali possibilità ci sono dunque per costruire un generatore stabile su 2 m? Cioè in quale modo si può costruire un oscillatore che sia stabile anche ad una frequenza fonda-

mentale elevata, in modo che con poche moltiplicazioni si possa arrivare alla gamma dei 144 MHz?

Poichè i quarzi si prestano fino a frequenze proprie di 50 MHz si ha, in tal modo, la più semplice e la migliore possibilità di produrre una frequenza fondamentale stabile ed elevata. Vedremo in seguito perchè, ciononostante, non si lavori con quarzi a frequenza molto alta, ma si preferisca di far produrre frequenze fra 8 e 24 MHz.

Ora però, ogni oscillatore a quarzo ha notoriamente lo svantaggio che può dare soltanto la propria frequenza (prescindendo da una piccola regolazione, possibile nei « vario-quarzi »). Per questa ragione il quarzo non si usa sulle gamme a frequenza più bassa, dove è possibile con una spesa relativamente esigua di produrre oscillatori sufficientemente stabili, a frequenza variabile. Gli ultimi risultati di questo punto di vista sono stati ottenuti da un circuito di J. F. Clapp. Poichè utilizzando serratamente la gamma a bassa frequenza (come compare particolarmente chiaro nella gamma di 80 m) usando un oscillatore a quarzo non è possibile passare su un'altra frequenza nella stessa banda pur conservando l'oscillatore a quarzo si dovrebbe prevedere parecchie frequenze commutabili, ciò che di nuovo non rappresenta una garanzia che queste frequenze non siano anche esse disturbate. Naturalmente lo stesso vale anche per la banda dei 144 MHz in quanto anche qui, usando un quarzo, si ha unica frequenza fissa, a meno che non si usino parecchi quarzi commutabili, le cui fondamentali, opportunamente moltiplicate, cadano nella gamma da 144 a 146 MHz.

Ora la gamma dei 144 MHz non risente tanto dell'affollamento come p. es. la gamma degli 80 m; però chi ci garantisce che le cose resteranno sempre così? Il crescente numero dei radiodilettanti e le nuove nozioni sulla propagazione delle radio-onde, le quali ci hanno detto che in certe circostanze si possono varcare distanze considerevoli pure con le onde « ottiche », fanno crescere sempre più l'affollamento dei tra-

smettitori sulla gamma dei 2 m. Vi è poi un altro fatto: che vengono usati per la massima parte quarzi di apparecchi commerciali, mentre i quarzi più moderni e progrediti per certe determinate frequenze hanno lo svantaggio di essere molto cari. I quarzi degli apparecchi commerciali costano bensì molto poco ma hanno lo svantaggio di essere previsti tutti per la stessa frequenza e quindi di determinare affollamenti locali della frequenza mentre altri punti dello spettro restano inutilizzati. Dati i progressi nel campo delle onde dei 2 m è prevedibile che si cercherà di realizzare oscillatori variabili ma a frequenza stabile, come a suo tempo si fece anche per lo sviluppo delle gamme a frequenza più bassa. Non bisogna rassegnarsi ad ammettere che il problema sia insolubile; se ciò non riuscirà per le vie già note potrà forse essere risolto per vie completamente nuove! Non è nemmeno giusto dire che il radiodilettante non ha a disposizione dei mezzi per intraprendere ricerche di questo genere; tutto ciò che oggi è moderno è già esistito in passato nel suo principio fondamentale e tanti contributi geniali sono falliti, in fondo, proprio per la semplicità della loro idea. E qui è appunto il vantaggio del dilettante, il quale non è così sovraccarico di matematica e di teoria; che egli ha idee che si possono realizzare con i mezzi a sua disposizione e che egli non risparmia tempo nè fatica per tradurre in atto queste idee (1).

Vediamo in quale direzione hanno proceduto finora i tentativi per costruire oscillatori stabili a frequenza variabile fino al caso limite dei 144 MHz. Anzittutto richiamiamo e sottolineamo espressamente le esigenze già dette, alle quali bisogna dedicare estrema cura.

(*) E' noto che il prof. Righi di Bologna aveva espresso parere nettamente sfavorevole al giovane G. Marconi allorchè egli tentò la prima radiotrasmissione a Pontecchio nel 1901 (N.d.T.).

Riassumendole brevemente, esse sono:

1) La costruzione meccanica deve essere eccezionalmente stabile, la filatura più breve possibile e così rigida da non poter vibrare in caso di scosse; ciò significa che bisogna prevedere punti di appoggio e di bloccaggio per i conduttori. A tale fine si prestano molto bene i pezzi angolari in ceramica poichè, date le loro bassissime perdite dielettriche, possono essere usati anche direttamente in punti soggetti a tensione A F. Tutte le valvole debbono essere saldamente ed elasticamente tenute dai loro supporti; al riguardo per le valvole miniatura (come la 6AK5) e le valvole Noval (come la ECC81) vi sono zoccoli ceramici della ditta Preh nei quali è predisposta una molla.

2) Nei circuiti oscillanti a costanti concentriche si raccomanda di costruire delle bobine esclusivamente costituite da sopporti ceramici metallizzati, quali quelli della ditta Stetner e Co. Come abbiamo già detto nelle parti Ia e IIa, queste bobine sono costituite di un materiale a coefficiente di temperatura zero. Per i condensatori variabili bisogna ricorrere eslusivamente a quelli che adottano per dielettrico l'aria.

3) Valvole e altre parti debbono essere previste con larghezza dal punto di vista del sovraccarico, in modo da realizzare condizioni di esercizio stabili.

4) Le tensioni di alimentazione devono assolutamente essere stabilizzate.

5) Come schemi si sceglieranno esclusivamente quelli che stabiliscono automaticamente delle reazioni, accoppiandosi con le valvole e costituendo dei partitori di tensione capacitivi o induttivi appunto con la capacità propria delle valvole. Per chiarire meglio l'effetto di queste partizioni

di tensione sono state particolarmente sottolineate in fig. 9 le singole capacità delle valvole, che acquistano grande importanza sulle frequenze più alte. C_{gk} e C_{ak} hanno già naturalmente valori tali da stabilire la partizione di tensione desiderata, giacchè C_{gk} è notevolmente maggiore di C_{ak}.

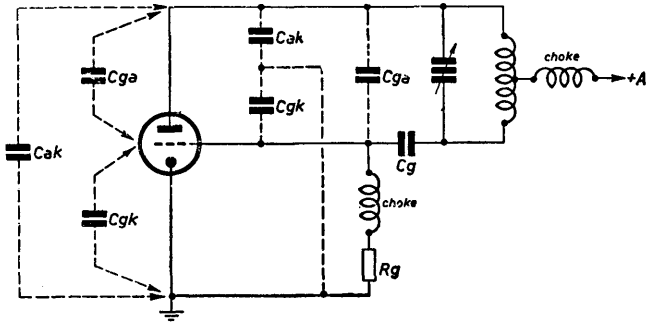

Fig. 9 - Ripartizione automatica della tensione in un circuito Hartley (o ultraaudion).

Dove è necessario, a queste capacità si aggiungono dei piccoli trimmer, per poter correggere il rapporto di tensione e per potersi portare in condizioni di ottimo.

Una reazione basata esclusivamente sulla partizione di tensione capacitiva (Colpitts) ha di per sè il vantaggio che intanto non occorre una presa intermedia per la bobina, la quale quindi ha solo due collegamenti, ed inoltre che le oscillazioni prodotte sono per loro natura abbastanza stabili, poichè questo tipo di circuito ha minore tendenza ad oscillazioni parassite.

6) E' molto importante (e purtroppo spesso molto trascurato) di accoppiare i circuiti oscillanti di entrata e di uscita delle valvole con le valvole stesse in maniera lasca, per ridurre al minimo la reazione e lo smorzamento.

7) La reazione ottenuta deve possibilmente non introdurre sfasamenti, cioè l'elemento di reazione non deve introdurre una variazione della fase, poichè altrimenti ciò agisce sfavorevolmente sulla stabilità delle oscillazioni.

8) Infine bisogna realizzare un rapporto L/C abbastanza alto, ciò che è fondamentale per realizzare un oscillatore stabile; questo si ricollega alla illustrazione che segue dei circuiti a costanti distribuite, i quali consentono resistenze di risonanza e fattori di merito del circuito eccezionalmente alti e per conseguenza sono idealmente adatti a realizzare oscillatori stabili in frequenza ma variabili giacchè d'altra parte consentono anche una certa possibilità di regolazione. Per realizzare un rapporto L/C alto, e quindi una elevata resistenza di risonanza, bisogna andare verso altri tipi di circuiti oscillanti, come già detto ampiamente nel volume 1°. In questi si hanno forme di passaggio da induttanze e capacità concentrate (bobine e condensatori quali vengono usati per onde meno corte) a induttanze e capacità distribuite nelle quali quindi, in ogni punto, si ha contemporaneamente un effetto di induttanza e di capacità; queste forme invece di essere propriamente delle bobine e dei condensatori, consistono essenzialmente in linee bifilari parallele o concentriche, la cui origine tuttavia si può anche dedurre dalla bobina e dal condensatore come già mostrammo nel volume 1°. La linea a due fili paralleli prende anche il nome di fili di Lecher e quella concentrica anche il nome di cavo coassiale. Entrambe le forme non solo hanno una grande importanza come elemento risonante ad alta resistenza, ma secondo il loro uso originario, servono anche al trasporto ed alla radiazione delle alte frequenze, come vedremo nel prossimo capitolo. Inoltre dalla linea concentrica sono derivati i noti circuiti tubolari e cilindrici. Tutti questi sistemi possono essere accordati caricandoli con un condensatore aggiunto; e dànno in tal

modo circuiti oscillanti per un oscillatore pilota da laboratorio, a frequenza stabile ma regolabile.

Le figure che seguono mostrano alcuni schemi atti a tal fine; esse però sono più che altro indicative e non sono da considerarsi complete, cioè studiate fino in fondo dal punto di vista della stabilità di frequenza.

In fig. 10 si vede un oscillatore in controfase autoeccitato attraverso la capacità griglia-placca (oscillatore di

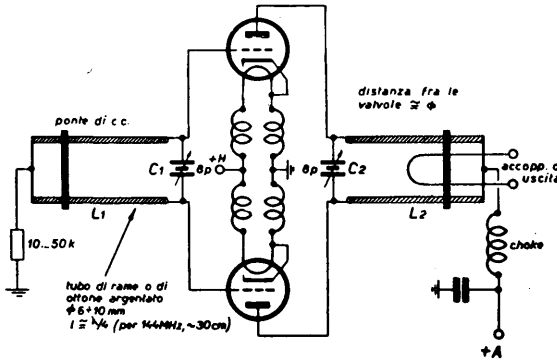

Fig. 10 - Oscillatore in controfase, con due linee a fili di Lecher come risonatori.

Huth-Kühn); i due circuiti oscillanti sono costituiti da coppie di fili paralleli di rame o di tubetto di ottone argentato. La distanza fra i fili è dell'ordine del diametro delle valvole, la lunghezza è di circa un quarto di onda, quando non c'è carico capacitivo. Da quanto abbiamo detto prima, è noto che linee che abbiano la lunghezza geometrica di un quarto d'onda si comportano come circuiti antirisonanti (circuiti oscillanti in parallelo) se l'altro estremo della linea è chiuso in c.c.; e si comportano invece come circuiti in serie se l'altro estremo della linea è aperto. Se ora carichiamo la linea ca-

pacitivamente (sia con la capacità della valvola che con i variabili C_1, C_2, della fig. 10) la frequenza di risonanza dipende dalla impedenza caratteristica o impedenza d'onda della linea e dal valore della capacità collegata in parallelo. Nel circuito mostrato in fig. 10, L_1 ha la lunghezza di circa 30 cm, L_2 ha la lunghezza di circa 35 cm, poichè il circuito anodico di questo oscillatore deve comportarsi induttivamente rispetto al circuito di griglia. Se l'ingombro di queste linee dà fastidio, esse possono essere anche piegate su se stesse. I ponticelli di corto circuito devono stabilire un buon contatto. Per mantenere un facile innesco delle oscillazioni il catodo è ad alta tensione; in ogni conduttore del filamento una bobina di blocco impedisce la fuga dell'alta frequenza attraverso la capacità tra filamento e catodo. Le bobine sono costituite con filo di rame smaltato da 1.3 mm avvolto su un diametro di circa 6 mm con 7 a 15 spire. L'accoppiamento di uscita dell'alta frequenza può avvenire capaciti-

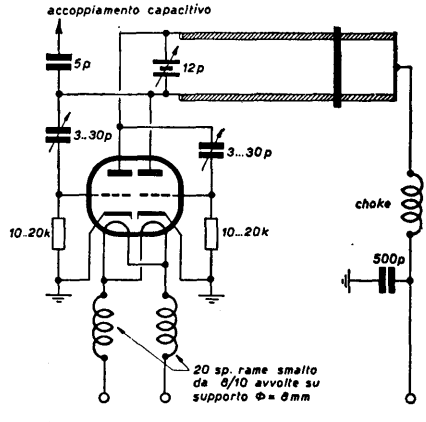

Fig. 11 - Oscillatore in controfase con una sola linea a fili di Lecher.

vamente o induttivamente. Nello schema mostrato è stato scelto un accoppiamento induttivo.

Per questo schema sono adatte le valvole per onde decimetriche LD 1, LD 2 o anche RD 12 Ta e RD 2,4 Ta. In tutti i collegamenti in controfase in cui si usino due valvole distinte, come nell'esempio dato, bisogna particolarmente curare di ridurre al minimo l'induttanza dei collegamenti fra i catodi affinchè le perdite restino basse. Se si tratta di pentodi lo stesso vale anche per i collegamenti di schermo. In fig. 11 si vede un oscillatore in controfase il quale ha un solo circuito oscillante costituito da una coppia

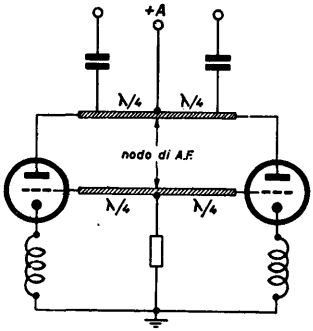

Fig. 12 - Oscillatore in controfase con linea bifilare lunga mezza onda fra le griglie e gli anodi.

di fili paralleli e l'uscita accoppiata capacitivamente. La reazione si regola con i due trimmer. In questo caso, invece di due triodi è stato adottato un doppio triodo tipo 12AT7.

L'oscillatore di fig. 12 basa il suo funzionamento sul fatto che alle due estremità di una linea bifilare, lunga mezza onda, aperta, vi sono due massimi o « ventri » di tensione, di segno opposto, mentre al centro c'è un « nodo » o minimo di tensione. I collegamenti di alimentazione per la griglia

e per la placca sono dunque portati al centro, appunto dove non c'è tensione A.F. I collegamenti interni delle valvole fanno parte della lunghezza della linea. Per gli oscillatori ad una valvola, quindi non in controfase, si sono mostrate adatte linee concentriche invece che bifilari, perchè le prime non hanno perdite di radiazione (salvo all'estremità della linea) e quindi la resistenza di risonanza è sensibilmente più alta. La linea concentrica, lunga un quarto d'onda e chiusa in corto circuito ad una estremità, funziona anche essa come un circuito risonante in parallelo; essa può essere geometricamente accorciata con un condensatore. In fig. 13 si vede

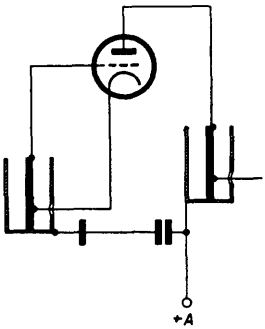

Fig. 13 - Oscillatore con circuiti oscillanti tubolari.

lo schema di un oscillatore a circuito tubolare. Poichè la linea concentrica, poco caricata capacitivamente, richiede per 144 MHz una lunghezza di circa 40 cm si potrebbe qui usare un cavo coassiale, che può essere arrotolato. In ogni caso si sfrutta l'elevata resistenza che è propria della linea concentrica lungo poco meno di un quarto d'onda, caricata soltanto con la capacità interna della valvola. Se invece la lunghezza del cavo fosse insufficiente e si dovesse quindi caricarlo maggiormente con una capacità aggiunta, biso-

gnerà vedere che questa non introduca perdite addizionali. Essa deve essere quindi collegata con filo cortissimo, altrimenti l'alta frequenza sarebbe causa di una controreazione dovuta all'induttanza dei collegamenti. La soluzione migliore sarebbe di progettare organicamente la capacità inclusa nel tubo, in modo da evitare ogni collegamento. Praticamente questo si può ottenere facendo il conduttore interno di diametro assai maggiore all'estremità controcircuitata, in modo da realizzare la capacità necessaria fra le superfici del conduttore interno e di quello esterno che si fronteggiano. Se poi il circuito tubolare deve essere accordabile si può sempre realizzare nel modo detto la maggior parte della capacità fissa ed aggiungere la parte variabile.

C'è un secondo metodo, più costoso, ma che realizza più elevate resistenze di risonanza. Come la linea parallela anche quella concentrica può essere variata in lunghezza spostando un ponte di corto circuito. Naturalmente la disposizione meccanica nel caso di linee concentriche è più costosa che nel caso dei fili paralleli; ma, come detto, il cavo ha una minore attenuazione e quindi una maggiore resistenza di risonanza. Un ulteriore sviluppo del cavo è rappresentato da un circuito tubolare, usato spesso per onde decimetriche e centimetriche. La sua realizzazione più semplice si vede in fig. 14 a). La parte centrale, che rappresenta l'induttanza,

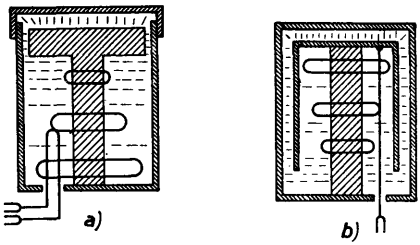

Fig. 14 - Circuiti cilindrici.

porta alla sua estremità superiore un allargamento che funziona da capacità fissa, mentre la capacità aggiuntiva variabile è realizzata con l'avvicinamento del coperchio a vite. In figura si vede anche una rappresentazione indicativa della distribuzione dei campi, magnetico ed elettrico, importante a tenersi presente per realizzare accoppiamenti ed adattamenti con altri circuiti. Il campo magnetico più intenso si trova dove c'è il corto circuito, dove cioè si ha il massimo di corrente ad alta frequenza; e bisogna vedere che il collegamento sia ben fatto in modo da realizzare la minima resistenza. Una eventuale spira per accoppiamento fisso deve essere collocata in questa zona, dove essa viene tagliata dal massimo numero di linee di forza magnetiche. Mentre il campo magnetico si dispone in linee concentriche al cilindretto centrale, le linee elettriche sono invece radiali e si concentrano nella parte superiore, di maggiore diametro, e verso l'alto cioè verso il coperchio a vite. Purtroppo per 144 MHz un circuito del genere, con bassa capacità di carico, richiede dimensioni inaccettabili, sicchè per queste frequenze si usano preferibilmente i sistemi « a pentola » con i quali si può realizzare organicamente una maggiore capacità di carico. A tal fine si prolunga l'elettrodo cilindrico centrale e si costituisce la testa come una cappa, avvicinandola gradatamente all'armatura esterna e realizzando così una elevata capacità. Si può poi anche installare un elemento mobile che consente elevate variazioni della capacità. Questo circuito a pentola (fig. 14 b) è usuale fra i 100 e 300 MHz, poichè in tal modo si realizzano dimensioni ragionevoli, sebbene però il rapporto L/C diventi più basso (e si riduca quindi la resistenza di risonanza) dato il forte caricamento capacitivo.

Abbiamo già detto che le dimensioni geometriche, in un circuito a pentola senza carico capacitivo e per una frequenza di risonanza serie, devono essere un quarto della lunghezza d'onda cioè circa 50 cm. Finchè l'elemento non è corto-

circuitato la frequenza di risonanza è indipendente dal rapporto dei diametri. Questa condizione però non è vera poichè, collegando il circuito alla valvola, c'è sempre la capacità fra gli elettrodi. Quindi nel circuito a pentola capacitivamente caricato, la frequenza di risonanza dipende non solo dalla lunghezza ma anche dalla capacità di carico e dal rapporto del diametro interno al diametro esterno. Per ogni valore della capacità si ha un rapporto ottimo di minima attenuazione e di massimo fattore di merito del circuito, che bisogna appunto realizzare, perchè in questo caso si può anche avere un accoppiamento più lasco. Per circuiti caricati si è visto che il rapporto dei diametri più favorevole è tre, ciò che corrisponde a una impedenza di 80 ohm. Le perdite minori si hanno con circuiti a pentola di maggior diametro esterno. Il calcolo esatto dei circuiti a pentola richiede conoscenze matematiche e calcoli che non sono alla portata di tutti; comunque chi vi abbia interesse troverà nella bibliografia indicazioni per questi calcoli. Per ragioni di spazio daremo qui un esempio praticamente realizzato, ciò che risparmierà lunghi calcoli; però non si possono variare le misure senza, appunto, fare i calcoli che diano la misura più adatta.

Come materiale per la costruzione citeremo anzitutto il rame e l'ottone; ma poichè per migliorare la conducibilità bisognerà sempre argentare il materiale, si possono usare anche altri metalli con una preventiva ramatura e poi un'argentatura. Sarebbe molto opportuno di realizzare l'intero circuito con materuale ceramico ed argentare accuratamente dove occorre. Con un circuito del genere si realizza una notevole stabilità. Evidentemente questo non rientra nelle possibilità di autocostruzione del dilettante ma è piuttosto una indicazione per l'industria ceramica. In figura 15 si vede come si può collegare il circuito a pentola ad una valvola, secondo l'accoppiamento elettronico ECO. Si possono tuttavia realizzare altri tipi di collegamenti.

Se il circuito è interamente metallico naturalmente si raccomanda di evitare che possa essere riscaldato o dalla valvola o dal resistore.

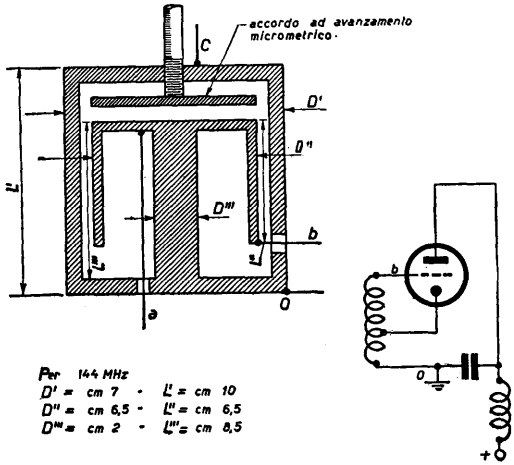

Fig. 15 - Collegamenti di un circuito cilindrico alla valvola.

Concludendo citiamo ancora due schemi per ricerche nel campo delle onde decimetriche. In figura 16 si vede uno schema con valvola LD2. Per un primo tentativo il circuito oscillante può essere realizzato con una staffa stabile di rame, nella quale la posizione del punto *C* determina il grado di reazione. Per accordarla si renderà poi variabile il condensatore di griglia. A frequenze così alte è naturalmente vantaggioso usare come circuito oscillante una coppia di fili di Lecher, un circuito tubolare o a pentola. Potremo per es. usare il circuito a pentola mostrato in fig. 15, nella quale i punti *B*, *C* e *O* indicano i punti di collegamento. Per l'uscita

dell'alta frequenza si può disporre un'altra spira, non mostrata in figura. Nello schema di figura 16 è indicato un gruppo resistenza-capacità sul catodo, che serve a rendere stabile il funzionamento della LD2.

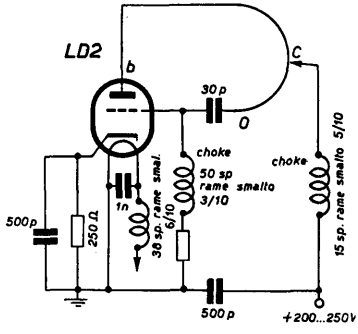

Fig. 16 - Oscillatore decimetrico con valvola LD 2.

In fig. 17 si vede un altro oscillatore decimetrico con una valvola molto stabile, la LD1. Anche qui come primo tentativo, è prevista una staffa fissa, sulla quale un contatto mobile serve a fissare il grado di reazione. La presa variabile deve essere messa a terra rispetto all'alta frequenza con il collegamento più breve possibile; a tal uopo serve una larga striscia di rame argentato, tale cioè che l'alta frequenza non incontri reattanza induttiva. La fuga per l'alta frequenza sarà costituita con condensatori a disco.

Volendo realizzare un accordo variabile lo si farà col condensatore di griglia che si trova in serie alla capacità della valvola. In questo circuito bisogna dare la massima importanza al bloccaggio, a mezzo di piccole spirali, dei circuiti del riscaldatore e del catodo. In molti casi si è dimo-

strato vantaggioso di alimentare il filamento con corrente continua, cosicchè si richiede un raddrizzamento.

Il partitore di tensione R_1, R_2, R_3 produce la tensione di polarizzazione di griglia. La stabilità del circuito è molto notevole, purchè tutti gli accorgimenti necessari siano stati osservati.

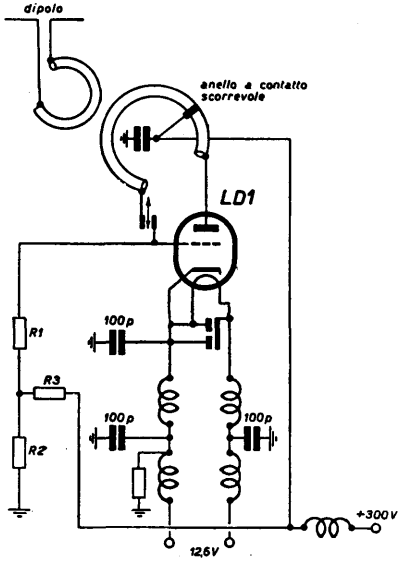

Fig. 17 - Oscillatore decimetrico con valvola LD 1.

Cap. 2c) L'oscillatore a cristallo

Costruire un oscillatore a frequenza variabile ma ad elevata stabilità di frequenza a 144 MHz è molto più che un problema. Per questa ragione si sceglie spesso e volentieri la

via di stabilizzare con un quarzo, il quale produca una frequenza come 8, 16, 24 o 36 MHz e di moltiplicarla per stadi successivi fino a 144 MHz. I quarzi a frequenza più bassa hanno il vantaggio di non essere tanto sensibili al carico. In ogni caso bisogna sempre concedere qualche cosa per ogni stadio, cosicchè alla fine si rischia di aver causato uno sperpero non piccolo di potenza; prescindendo dal fatto che un quarzo a 36 MHz naturalmente è molto più caro di uno a 8 MHz.

Nel secondo volume « Tecnica della trasmissione », abbiamo dato schemi ed istruzioni per costruire e far funzionare un oscillatore controllato a quarzo, sicchè (in considerazione dello spazio disponibile e di quello che abbiamo da dire) qui ci limiteremo a sottolineare quanto è in correlazione alla gamma delle onde UC.

Fra i molti schemi si preferisce di solito quello di Pierce e Tritet, o piuttosto una variante di esso, mostrata in fig. 18

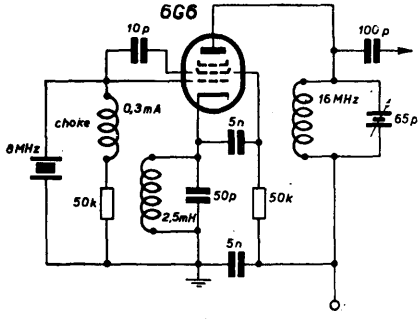

Fig. 18 - Schema di oscillatore a quarzo su 2 metri.

e che viene utilizzata nel trasmettitore a cristallo BC625.

Anche lo schema indicato in fig. 21 del secondo volume, con un doppio triodo, presenta molti vantaggi; un triodo

genera, con lo schema di Pierce, una frequenza pilota l'altro lavora come moltiplicatore di frequenza. Questa è una buona soluzione dal punto di vista della economia. A ciò che abbiamo già detto nel secondo volume a proposito del carico dei quarzi aggiungeremo espressamente qualche cosa. Rispetto al numero degli stadi necessari per la moltiplicazione si possono realizzare svariate combinazioni, che dipendono anche dai tipi di valvole disponibili. In fig. 19 si vedono alcuni di questi tipi.

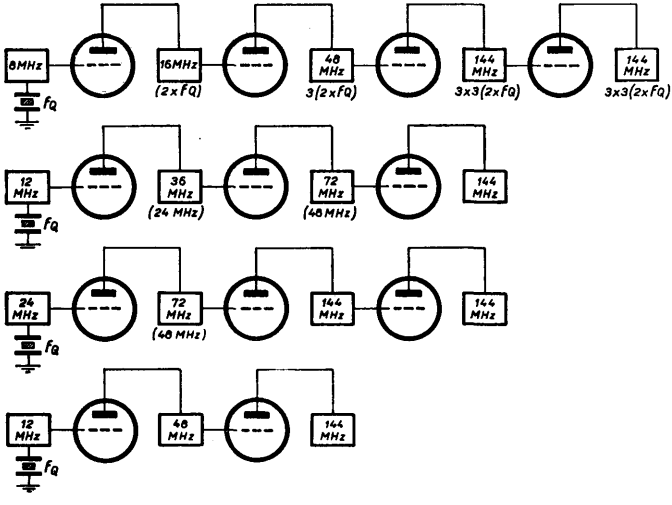

Fig. 19 - Varie possibilità di moltiplicazione di frequenza per un trasmettitore su 2 metri, pilotato a cristallo.

Nel primo caso la frequenza pilota è controllata da un quarzo a 8 MHz; essa viene poi moltiplicata per 18 con un raddoppiamento e due successive triplicazioni; affinchè la frequenza finale resti compresa nella gamma 140÷146

MHz la frequenza base deve essere contenuta fra 8 e 8,111 MHz. Il circuito anodico della valvola oscillante è già accordato sulla frequenza doppia (16 MHz). I due successivi triplicatori funzionano in classe C e hanno l'uscita accordata rispettivamente a 48 e a 144 MHz ($48 = 3 \times 2f$; $144 = 3 \times 3 \times 2f$).

In tal modo si avrebbe già un buon disaccoppiamento; per avere una maggiore potenza di uscita i 144 MHz vengono ancora amplificati con un amplificatore lineare (funzionante in classe A).

Mentre nei due ultimi stadi si devono utilizzare valvole per onde UC tipo 832 o 829, ovvero le più moderne QQE06/40 lo stadio duplicatore può essere realizzato con uno dei tipi illustrati nel volume secondo. Anche per l'oscillatore vale lo stesso.

Il secondo esempio mostra uno schema con frequenza fondamentale del quarzo di 12 MHz, la quale, nello stesso stadio, viene già triplicata a 36 MHz. Naturalmente ora essa deve essere soltanto raddoppiata due volte, a 72 e a 144 MHz.

Notoriamente le frequenze multiple di più basso ordine dànno una maggiore potenza; il riferimento è dato dalla tensione necessaria per pilotare lo stadio successivo. Si potrebbe anche raddoppiare 12 in 24 MHz, poi ancora raddoppiare a 48 e infine triplicare: il numero degli stadi è lo stesso.

Considerando il primo esempio, con fondamentale di 8 MHz, da sinistra a destra si dovrebbe adottare una 12AT7 con i due sistemi in parallelo; poi una EL41; infine due 832A; nel secondo caso l'ultimo stadio sarebbe fatto con una 829B, nel terzo caso si adotterebbe una 12AT7, una EL41, una 832A e una 829B: infine nel quarto caso una 12AT7, una EL41, una 829B.

La valvola 12AT7 nei suoi dati elettrici è esattamente equivalente alla ECC81; collegando in parallelo i due sistemi si ha un triodo ad alta pendenza (10 mA/V).

La valvola si può anche usare come doppio triodo nel quale un sistema funzioni come oscillatore, l'altro come moltiplicatore. In luogo di questa valvola se ne possono usare anche altre, per esempio la EF14 collegata in triodo o in pentodo e tipi analoghi.

Negli stadi moltiplicatori si lavora preferibilmente con pentodi di potenza ad alta pendenza, come la EL41; si usano però anche tipi più antiquati, come la LV1, la EL11, la 12A6, per restare nel campo della serie 6.3 o 12,6 V.

Le valvole 12AT7 829-832 e QQE06/40 possono essere alimentate con i due filamenti in parallelo o in serie, sicchè dal punto di vista valvole si possono fare le più diverse combinazioni.

Dalla tabella 1 (pag. 22) si possono rilevare a questo riguardo altri dati sulle varie condizioni di esercizio, sicchè ogni dilettante può scegliere lo schema e le valvole più adatte alle proprie esigenze. Per ridurre il numero degli stadi si possono adottare schemi che lavorino con la terza o la quinta armonica del quarzo in un sistema a reazione e nel quale la reazione sincronizza la frequenza di pilotaggio, e cioè realizza la stabilità di frequenza. In questo caso il quarzo non lavora proprio come determinatore della frequenza. Questo ha il vantaggio che il circuito pilota può essere senz'altro accordato su una frequenza relativamente elevata, senza che per questo sia necessario che il quarzo abbia come frequenza propria la stessa frequenza. Per esempio, con un quarzo a 24 MHz nel circuito di reazione, si può stabilizzare la frequenza di 72 MHz, che può essere raddoppiata dal secondo sistema di un doppio triodo; in tal modo con una sola valvola si realizza la frequenza di 144 MHz.

La potenza di uscita naturalmente risulta ridotta ma questi dispositivi si prestano in oscillatori stabilizzati, per scopi di misura.

Per la realizzazione pratica della parte pilota di un

trasmettitore su 2 m conviene invece seguire lo schema di fig. 20: si usa anche un doppio triodo, preferibilmente una 12AT7 (ECC81).

Il primo sistema funziona come oscillatore pilota, secondo il diffuso schema Hartley (ultraaudion).

Il circuito pilota è accordato su 24 MHz. Sulla griglia, in luogo del condensatore di griglia, si trova un quarzo da 8 MHz che, reagendo, stabilizza la frequenza tripla della fondamentale (24 MHz).

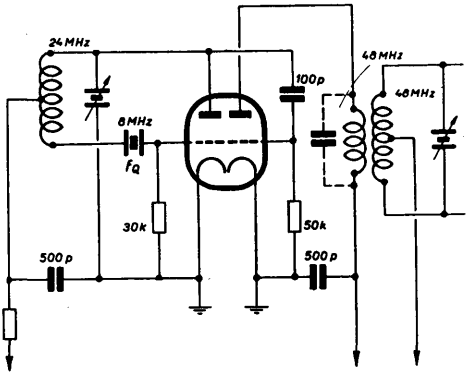

Fig. 20 - Oscillatore sincronizzato a quarzo.

Il secondo sistema del doppio triodo viene anche usato come moltiplicatore di frequenza; conviene realizzare un raddoppiamento disponendo un circuito di uscita a 48 MHz. Per ridurre la spesa inerente al variabile e alla bobina si può includere invece soltanto una bobina di accoppiamento a larga banda, tarata su 48 MHz, la quale (essendo accoppiata strettamente con il circuito risonante di griglia di un altro stadio triplicatore col doppio triodo) viene trascinata alla risonanza esatta. Per questo montaggio si prestano sia i doppi triodi 12AT7 che i tetrodi amplificatori tipo 832;

in tal modo con due valvole si realizza un trasmettitore su 2 m, di frequenza stabilizzata e di piccola potenza. Specialmente per i posti portatili si realizza in tal modo un'economia da non sottovalutare. Per le stazioni fisse sarebbe opportuno di aggiungere uno stadio di potenza ad amplificazione lineare sui 144 MHz, realizzandolo ancora con una 832 ed ottenendo così una maggiore potenza. Richiamiamo la particolarità di questi quarzi, che in questo caso presentano una risonanza in serie.

È importante l'esatto dimensionamento degli elementi della reazione, perchè se questa è insufficiente non si hanno oscillazioni, e se è invece eccessiva la risonanza tende a spostarsi. E' necessario quindi mantenere il grado di accoppiamento solo tanto stretto quanto basti per mantenere stabilmente la frequenza pilota.

Lo stato oscillatorio si rileva, senza alcun dubbio, dal diminuire dalla corrente anodica. Per proteggere il quarzo si raccomanda di separarlo dall'alta tensione continua a mezzo di un condensatore.

Poichè non è sempre sicuro che le oscillazioni siano realmente pilotate dal quarzo, si raccomanda di rilevarne un'armonica e di tarare lo stadio. Toccando la griglia o refrigerando l'oscillatore, si può spesso stabilire immediatamente se l'oscillatore è pilotato dal quarzo o no. Nel secondo caso si ha subito una variazione di frequenza, mentre se l'oscillazione è sincronizzata sul quarzo la frequenza resta inalterata.

I generatori pilotati a quarzo hanno importanza sopratutto nella gamma da 430 a 460 MHz (70 cm), poichè questa si può ottenere con una triplicazione della frequenza di 144÷146 MHz.

Dobbiamo ancora aggiungere una cosa a questo capitolo. Anche negli oscillatori pilotati a quarzo bisogna fare attenzione ad alcuni punti per non annullare i pregi del quarzo stesso. In ogni caso si devono stabilizzare le tensioni di ali-

mentazione per non avere sorprese al variare del carico. Bisogna poi curare di non collocare il quarzo in modo che possa essere riscaldato dall'immediata vicinanza di una valvola o di altra sorgente di calore, altrimenti la stabilità diventa molto incerta.

Cap. 2d) Duplicatore di frequenza ed amplificatore finale (di potenza)

Finchè si tratta di moltiplicare le frequenze di pilotaggio più basse di un oscillatore in reazione, o pilotato a quarzo, moltiplicandole in più gradini fino a 144 o anche 432 MHz, si usano i noti schemi di moltiplicazione di frequenza in classe C. Gli stadi lavorano sulla parte inferiore della caratteristica, con un'elevata polarizzazione negativa di griglia ed in seguito alle loro distorsioni non lineari danno abbondanti armoniche superiori. Naturalmente quanto maggiore è la frequenza tanto meglio bisogna adattare alle corrispondenti esigenze la scelta delle valvole e la forma del circuito risonante. Negli oscillatori e nei moltiplicatori fino a circa 50 MHz ci si serve di valvole e di circuiti illustrati nel secondo volume della « Tecnica della trasmissione », ma al di sopra dei 50 MHz (6 m) bisogna anzitutto scegliere valvole specialmente previste per onde ultracorte, poichè il rendimento diminuisce con la lunghezza d'onda.

Negli stadi a frequenza superiori a 48 MHz si raccomanda perciò l'uso delle valvole per onde UC. Per l'amplificazione a basso livello si prestano i doppi triodi 12AT7 o ECC81, eventualmente con i due sistemi in parallelo.

Per moltiplicazioni maggiori si possono usare pentodi per trasmissione di tipo piccolo PE05/25 (Philips) tetrodi QE04/10 o doppi tetrodi 832 e QQC04/15, i quali naturalmente possono anche servire come amplificatori di uscita di piccola potenza. È importante il fatto che tutti questi tipi

conservano ancora buoni rendimenti anche alle frequenze più alte. Dalla tabella di pagg. 24,25, si vede che, per esempio, la valvola PE 05/25 a 100 MHz in classe A (cioè con amplificazione lineare) lavora con rendimento del 73,5%: la potenza resa è di circa 33 W; se la valvola funziona come triplicatore (per esempio da 55 a 165 MHz) il rendimento si abbassa al 43% e la potenza è di circa 9 W. La frequenza limite è a circa 167 MHz, alla quale in classe A si possono avere ancora 15 W di potenza resa. Dati analoghi valgono per le valvole, pure citate in tabella, QE 04/10; QQC 04/15 e QQE 06/40. Gli stessi dati possono naturalmente valere anche per tipi analoghi, egualmente non recenti, purchè siano della stessa epoca. Il dilettante può quindi avere ampia possibilità di scelta. Trarremo fuori alcuni esempi da queste molte possibilità. La fig. 21 mostra due stadi moltiplicatori dopo l'oscillatore, costituito con tetrodi QE 04/10.

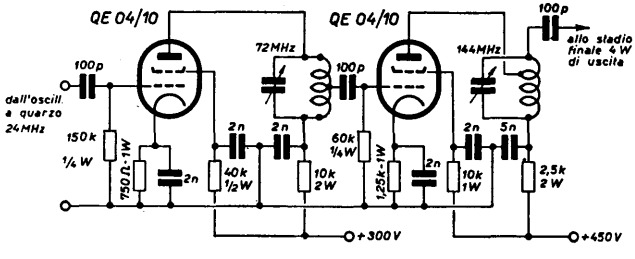

Fig. 21 - Amplificatore per trasmissione con QE04/10 come triplicatrice di frequenza.

Lo schema non ha nessuna particolarità. I due stadi, collegati secondo lo schema, lavorano con i dati seguenti: la prima QE 04/10 riceve 160 V. di tensione anodica e eroga 14 mA. La tensione di schermo è 140 V. con una corrente di

4 mA. La tensione negativa di griglia, ottenuta con polarizzazione automatica, raggiunge i 90 V e la corrente di griglia è di circa 0,5 mA.

Il secondo stadio lavora con una tensione meno che doppia di quella del primo e cioè con 300 V. e una corrente 30 mA.

La tensione di schermo è di 200 V con corrente di 10 mA. La elevata tensione di polarizzazione di griglia, necessaria per il funzionamento in classe C, raggiunge in questo secondo stadio moltiplicatore 110 V con corrente di 1 mA.

Nello stesso modo si può costruire un moltiplicatore a due stadi con due valvole LV1, alle quali può seguire una amplificatrice lineare 832.

Volendo una maggiore potenza si aggiunge anche un 829, però si può risparmiare uno stadio entrando direttamente dall'oscillatore pilota su 24 MHz in un moltiplicatore di frequenza con una EL41 (che la porta a 48 MHz) e un successivo triplicatore (o con una seconda EL41 o con una valvola di maggiore potenza quale la PE 05/25).

L'ultimo stadio di potenza, a 144 MHz, sarà costituito allora da una 829 o da una QQE 04/60.

Un altro schema si può avere con una EL41 come oscillatore di Tritet, una seconda EL41 come duplificatrice di frequenza, una PE 05/25 come seconda duplicatrice e lo stadio finale costituito ancora da una QQE 06/40 o da una 829; si realizza così un'amplificatore di potenza sui 2 metri.

Ancora un altro schema di triplicatore di frequenza si vede in fig. 22; esso lavora con una valvola 832 in controfase. Come tutti i tetrodi questa valvola si presta molto bene per la triplicazione di frequenza. L'accoppiamento con la tensione pilota può avvenire capacitivamente; in ogni caso deve essere simmetrica e, come sempre negli schemi in controfase, bisogna badare esattamente a questa simmetria. Questo è veramente essenziale per gli amplificatori in con-

trofase; mentre l'oscillatore in controfase invece corregge automaticamente le piccole dissimmetrie.

I dati di esercizio per la 832 come moltiplicatrice di frequenza si possono trovare nella tabella di pag. 24 analogamente a quelli della QQC 04/15, sicchè non vi è nulla da aggiungere.

Nell'oscillatore in controfase i due trimmer servivano per regolare la reazione in un'amplificatrice di potenza che

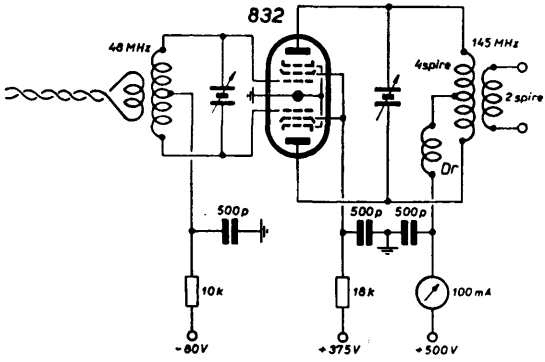

Fig. 22 - Triplicatore di frequenza in controfase, con 832.

riceveva la tensione di pilotaggio: qui essi servono invece per la neutralizzazione, al fine di evitare l'autoeccitazione. Anche nell'amplificatore di trasmissione si possono usare linee bifilari o concentriche come circuiti risonanti, al fine di avere una elevata sovratensione di risonanza.

Uno schema del genere si vede in fig. 23 con circuiti tubolari. Essi vengono caricati con trimmer del tipo ad immersione, affinchè si possano realizzare, con dimensioni ammissibili, sulla frequenza di 144 MHz. L'accoppiamento della tensione pilota è lasco e si realizza nella zona della massima corrente (e quindi della minima resistenza). Per

accoppiare la bassa resistenza di entrata della valvola con l'elevata resistenza di risonanza del circuito tubolare l'accoppiamento si fa ad una certa presa opportuna su un punto del conduttore interno.

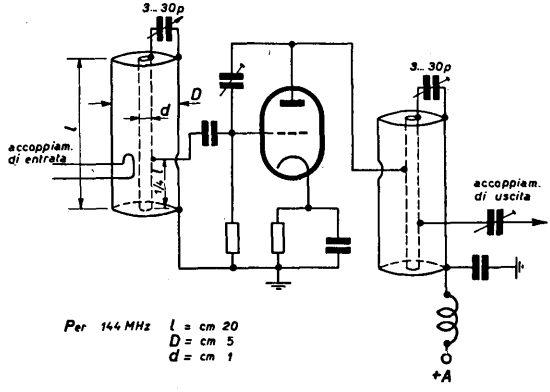

Fig. 23 - Amplificatore per trasmissione, con circuiti tubolari.

Anche la resistenza di uscita della valvola deve essere adattata a quella del circuito e poichè questa volta essa è maggiore, il punto di presa si sposta verso l'estremità superiore; l'uscita verso lo stadio successivo avviene capacitivamente attraverso un trimmer, ma sempre nella zona delle basse resistenze.

Poichè in un trasmettitore lo stadio finale è il più importante, diremo qui ancora qualcosa al riguardo.

Secondo la potenza desiderata, vari tipi di valvole trovano applicazione per lo stadio finale. Per piccole potenze si prestano bene la valvola 832 e la QQC04/15, che abbiamo già illustrate parlando della moltiplicazione di frequenza.

Come stadio finale si raccomanda di amplificare ulteriormente con amplificazione lineare (classe A) la frequenza di 144 MHz proveniente dal triplicatore.

Uno schema adatto è quello di fig. 24 con una QQC 04/15; si potrebbe anche al suo posto usare una 832.

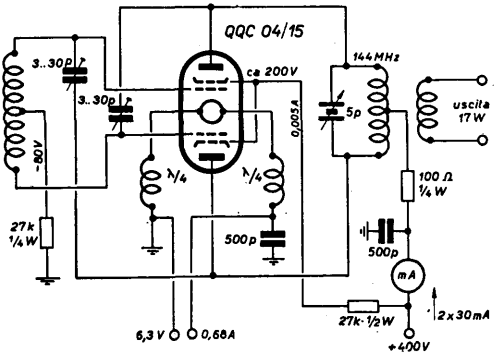

Fig. 24 - Stadio finale di piccola potenza con QQC04/15 (832).

Un aspetto importante dello stadio di potenza è l'accoppiamento del circuito di uscita che deve essere realizzato in condizioni di ottimo; dal grado di accoppiamento e dal modo di realizzarlo dipende infatti la potenza che esce.

Con 36 W generati da una valvola 832 si possono utilizzare 26 W, però soltanto se si raggiungono appunto tali condizioni di ottimo, ciò che significa che la resistenza di risonanza del circuito oscillante (e quindi il rapporto L/C) deve essere grande. In un circuito usuale, come quello di fig. 24, però, questo risultato non si raggiunge, poichè la capacità di uscita, per esempio per l'832, è più di 8 pF. A questi si aggiungono le capacità disperse sicchè, anche senza variabile, il circuito ha una capacità da 10 a 12 pF. L'impedenza migliore, nelle condizioni ideali, si realizza con

circa 4 pF. Per questa ragione si raccomanda un variabile a splitstator di 2 × 2 pF.

Risultando questo in serie alla capacità della valvola si ha circa una capacità risultante di 0,5 pF per ciascuna metà del circuito. Se ora colleghiamo questo in parallelo a un sistema di fili di Lecher, si ha un effetto molto migliore che con l'adozione di una bobina. Per risparmio di ingombro, il sistema di Lecher può anche essere avvolto su se stesso. La lunghezza complessiva è di circa 35 cm, il diametro dei fili è di 2,5 mm, la distanza è circa di 15 mm; il diametro di avvolgimento può essere di circa 3 cm; l'uscita si realizza in modo analogo con linea bifilare di fili da 1,5 mm (2 spire) avvolti su un nucleo di 2,5 cm. Che la cifra di merito del circuito risulti sostanzialmente migliore si vede subito sul milliamperometro di placca dello stadio finale, quando si stacca l'accoppiamento col carico, in quanto alla risonanza il minimo è assai più marcato con i fili di Lecher che con la bobina. Per esempio se con la bobina era di 38 mA, essa scende ora fino a 25 mA. Applicando l'antenna si ha ancora un minimo abbastanza spiccato.

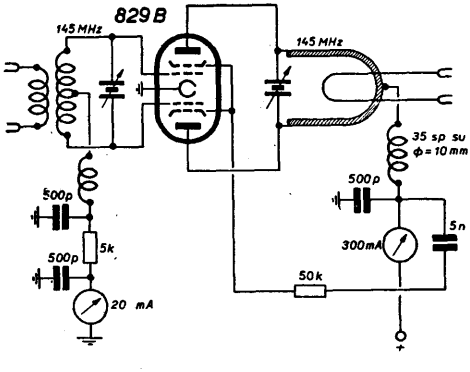

Fig. 25 - Stadio finale di grande potenza con 829 (QQE06/40).

Per erogare grande potenza dallo stadio finale si può adottare lo schema di figura 25, con la potente valvola 829 che può dare circa 80 W di potenza utile. La potenza di pilotaggio viene inviata sul circuito di griglia, accordato a risonanza.

La tensione di polarizzazione — e quindi il punto di lavoro — risultano determinati dalla resistenza di 5.000 Ω. Se la disposizione delle parti è ben scelta si può evitare una ulteriore neutralizzazione. Il circuito di uscita consiste anche in un sistema di fili di Lecher, che è quella che consente una maggiore potenza.

Gli estremi devono collegarsi al piedino dell'anodo e allo stesso punto del variabile, altrimenti non è possibile attendersi una risonanza univoca. La valvola 829, se è fatta lavorare a piena potenza, dovrà essere opportunamente raffreddata da un ventilatore.

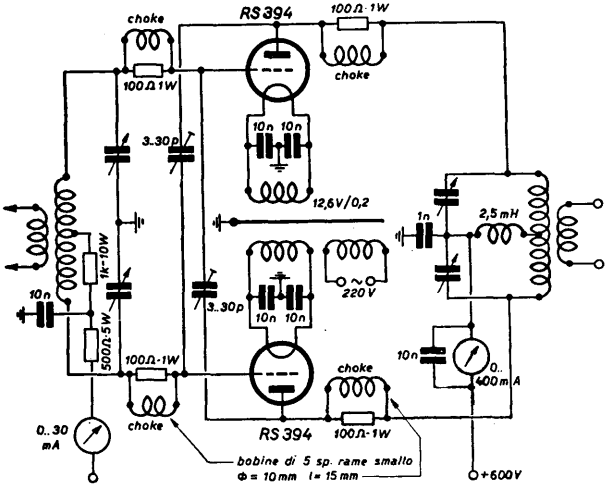

Fig. 26 - Stadio finale con due valvole di potenza in controfase (RS394).

In fig. 26 si vede un altro schema di stadio finale di potenza, pure equipaggiato con 2 triodi in controfase (RS394). E' opportuna una buona schermatura fra circuito di entrata e circuito di uscita, che si può realizzare disponendo il circuito di griglia e il circuito anodico l'uno sotto e l'altro sopra il telaio. La neutralizzazione si fa con trimmer ad avan-

---

DATI DEL DOPPIO TETRODO PER TRASMISSIONE QQE06/40

1) Filamento: $V_f = 6{,}3$ V, 12,6 V; $I_f = 1{,}8$ A, 0,9 A.

2) Capacità: (per ciascun tetrodo): C_{gk} 10,5 pF, C_{ak} 3,2 pF, $C_{ga} < 0{,}08$ pF; (in controfase): C_{gk} 6,7 pF, C_{ak} 2,1 pF.

3) (Due sistemi in controfase)
Dati di esercizio (per funzionamento in classe C telegrafia) come oscillatore e amplificatore

λ(m)	V_a	V_{g1}	V_{g2}	I_a	I_{g1}	I_{g2}	η
2 m	600 V	-80 V	250 V	2×100mA	2×1 mA	16mA	67%
2 m	500 V	-60 V	250 V	2×100mA	2×1 mA	18mA	65%
70 cm	400 V	-50 V	200 V	2× 90mA	2×2,5mA	10mA	47%

4) (Due sistemi in controfase)

Dati di funzionamento come triplicatore di frequenza in classe C telegrafia.

λ(m)	V_a	V_{g1}	V_{g2}	I_a	I_{g1}	I_{g2}	η
6/2 m	500 V	-150 V	250 V	2×60mA	2×3 mA	10mA	33%
6/2 m	400 V	-150 V	250 V	2×73mA	2×2,5mA	16mA	31%
2,1/0,7	400 V	-250 V	250 V	2×70mA	2×2,5mA	8mA	36%

---

zamento micrometrico. Sulla griglia e sulla placca sono previsti degli elementi smorzatori, costituiti da una resistenza da 100 Ω in parallelo a una bobina di 5 spire per eliminare la possibilità di violente oscillazioni.

Come amplificatore di trasmissione per le onde decimetriche ha dato ottima prova la valvola QQE06/40, come si vede dai dati nella tabella 1 a pag. 22, relativi all'onda di 70 cm. Triplicando la frequenza da 144 a 432 MHz con

una QQE06/40 classe C (vedi fig. 27) si raccomanda, per avere maggiore potenza di uscita, di effettuare ancora un'amdlificazione lineare dopo la triplicazione.

In fig. 27 si vede uno schema del genere. La tensione di

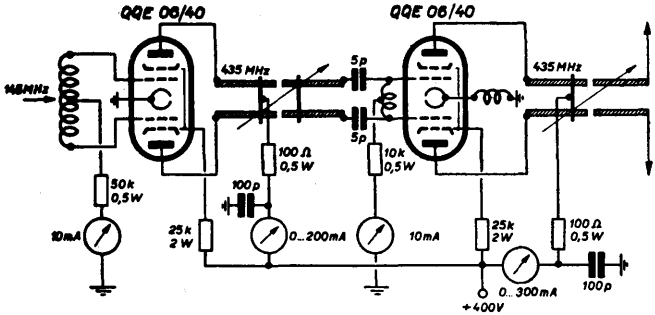

Fig. 27 - Triplicatore di frequenza su 70 cm con QQE06/40.

pilotaggio a 144 MHz viene fornita da una 832 o da una QQC04/15 accoppiata al circuito di griglia della valvola QQE06/40 con uno degli schemi delle fig. 28*a*), 28*b*) o 28*c*).

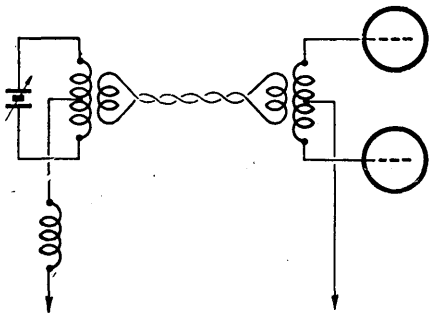

Fig. 28*a* - Tipi di accoppiamenti per circuiti simmetrici. Accoppiamento induttivo al circuito aperiodico di griglia in controfase.

Nel primo e nel terzo caso c'è un circuito risonante a 144 MHz sull'uscita della valvola a 832, nel secondo caso invece nel circuito di griglia della QQE06/40.

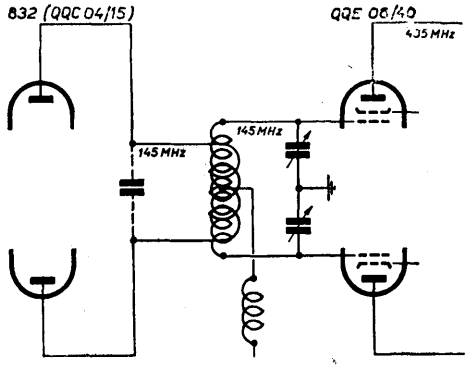

Fig. 28*b* - Come sopra, con circuito di griglia accordato.

Le induttanze di accoppiamento sono accordate (con le capacità interne della valvola e con eventuali capacità disperse) su 144 MHz con banda larga: stringendo poi l'accoppiamento vengono portate a risonanza. Ricordiamo ancora una volta che negli schemi in controfase, per avere buoni risultati, si richiede la più esatta simmetria.

Circa lo schema di fig. 27 diremo che l'accoppiamento della tensione di pilotaggio a 144 MHz avviene su un circuito di entrata a curva di risonanza piatta, accordato con la capacità griglia catodo. Date le caratteristiche costruttive della valvola di solito non occorre ricorrere a neutralizzazioni.

Poichè i due sistemi hanno il catodo comune collegato

nella valvola non si ha la controreazione che avverrebbe se ci fosse l'induttanza dei collegamenti fra i due catodi. Poichè però i due sistemi hanno anche lo schermo in comune va perduto l'effetto smorzatore che si avrebbe con l'indut-

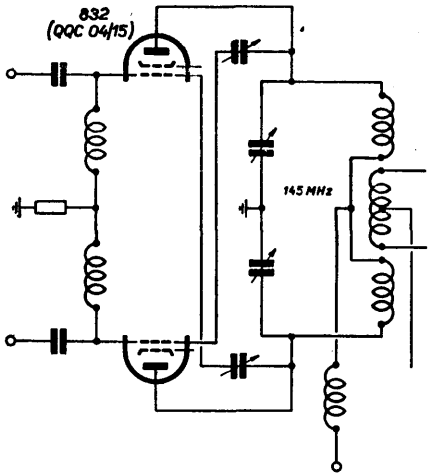

Fig. 28*c* - Accoppiamento capacitivo al circuito di griglia, in controfase

tanza dei collegamenti di schermo, che ha un desiderabile effetto di compensazione rispetto alla capacità fra griglia e placca. A tal fine sono costruite, già nella valvola, delle piccole capacità di neutralizzazione che concorrono ad un funzionamento perfetto. Perciò non è necessaria una ulteriore neutralizzazione.

Per assicurare un funzionamento stabile è sufficiente un collegamento a ponte fra tutti gli elettrodi, il quale può avvenire con condensatore a dischetto con i collega-

menti molto corti (vedi fig. 29). La griglia schermo non è collegata a massa per eliminare oscillazioni parassite ed è alimentata attraverso una resistenza di bassa capacità. Nel campo dei 430 MHz si raccomanda poi di collegare delle bobine di impedenza immediatamente allo zoccolo per tutti i conduttori di alimentazione.

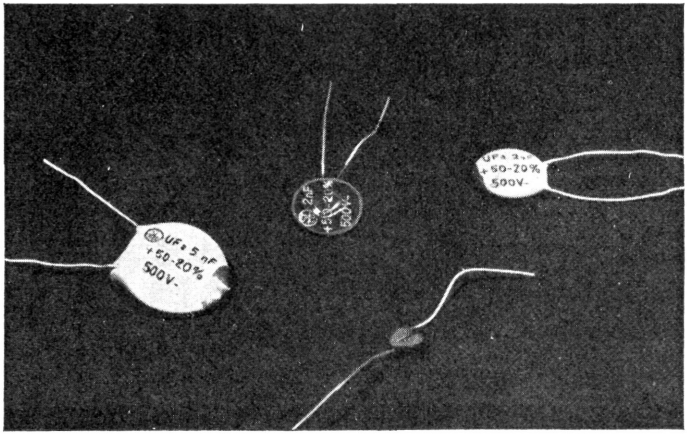

Fig. 29 - Condensatori di fuga per O U C a disco (grandezza naturale), della ditta Stettner.

I collegamenti al catodo, quelli di filamento e quelli di schermo vengono muniti di blocco con dei gruppi funzionanti su un quarto di onda. I valori dei condensatori di fuga sono di circa 100 pF. Il riscaldamento di filamento a 6,3 V è dotato di una presa centrale, parimenti con bobina di blocco e con condensatore da 100 pF collegato al polo negativo, col chè si ottiene di disaccordare il circuito di filamento rispetto alla frequenza di 430 MHz.

Questo è importante perchè si evita un riscaldamento del catodo dovuto all'alta frequenza, che in certi casi può produrre gravi danni. Secondo le caratteristiche costruttive del tipo si applicano nei circuiti di entrata e di uscita della valvola QQE06/40 delle linee di Lecher bifilari, per aumentare la sovratensione di risonanza.

Il circuito di uscita del triplicatore che porta la frequenza da 144 a 432 MHz, è accoppiato induttivamente con un sistema di fili di Lecher all'entrata della valvola amplificatrice lineare QQE06/40; per portare la linea a risonanza la capacità di entrata della valvola deve essere ridotta, a mezzo di due condensatori in serie da 5 pF, che si devono collegare immediatamente ai piedini.

L'alimentazione della tensione negativa di griglia è fatta al punto centrale di una doppia bobina di blocco.

Il circuito di uscita è ancora costituito da una coppia di fili di Lecher ed è accoppiato induttivamente all'elemento successivo. L'accordo del sistema di fili di Lecher si realizza a mezzo di un ponticello scorrevole. Poichè questi sistemi bifilari ad altissima frequenza hanno una spiccata capacità di radiazione si raccomanda di schermare accuratamente il trasmettitore.

Cap. 2e) Modulazione di frequenza e modulazione di frequenza a banda ristretta nei trasmettitori per dilettanti

Le prescrizioni governative tedesche dispongono che i trasmettitori in classe A, con valvole fino a 20 W di potenza dissipabile, lavoranti sulla gamma 144-146 MHz, possono essere modulati in frequenza; e che nei generatori in classe B con valvole fino a 50 W si può lavorare in telefonia con modulazione di frequenza fino alla banda di 10 m.

La modulazione di frequenza, come principio, è conosciuta da lungo tempo; ma essa si diffuse soltanto con il graduale estendersi delle onde ultracorte per gli usi più diversi giacchè ha bisogno di una larghezza di banda molto maggiore, che si può realizzare solo alle frequenze più alte. Portando la modulazione di frequenza nelle radiodiffusione a onde U C essa ha molto acquistato di importanza; i suoi vantaggi si rilevano particolarmente nei trasmettitori per dilettanti. Purtroppo, date le bande ristrette, non è possibile modulare in frequenza su tutte le frequenze per dilettanti, giacchè secondo le disposizioni governative la modulazione di frequenza è consentita soltanto su certe frequenze date. Vi è tuttavia una possibilità che in determinate circostanze consente la F M anche su gamme a frequenza più basse, in forma della cosidetta *modulazione di frequenza a banda ristretta*, la quale è caratterizzata da una larghezza di banda eguale solo a quella della modulazione in ampiezza.

I vantaggi principali della modulazione di frequenza sono anzittutto che i disturbi vengono fortemente ridotti, in secondo luogo che la spesa necessaria per la modulazione è assai più piccola di quella di ogni tipo di modulazione di ampiezza, poichè non occorre un apposito stadio modulatore.

Lo stadio finale anche in telefonia può sempre funzionare a piena potenza e quindi ancora con migliore rendimento, ciò che è saprattutto vantaggioso per i DX.

L'impianto trasmittente, a parità di portata e a parità di campo, è del 40% più semplice e più economico, perchè si può modulare un oscillatore di minore potenza.

Si rifletta poi quanto lavoro è necessario per realizzare una corretta modulazione di ampiezza e di quali mezzi bisogna disporre per un permanente controllo della modulazione; si vede che non c'è nessun argomento che non sia a favore della modulazione di frequenza o della modulazione a banda ristretta. L'unico svantaggio in realtà sta nel fatto

che fra i ricevitori ve ne sono pochi con demodulatori FM e pertanto non è garantita sempre una perfetta comprensione bilaterale. Tuttavia per una comunicazione è più che sufficiente che il segnale F M venga demodulato sui fianchi della curva di risonanza e in questo senso è in grado di funzionare ogni ricevitore, persino quei pochi ricevitori con filtri a quarzo che hanno delle curve di frequenza intermedia estremamente ripide. La bontà della comunicazione è dunque quasi esclusivamente un problema di ricezione, poichè ogni tipo di modulazione di frequenza supera largamente la migliore modulazione di ampiezza.

La estrema cura assolutamente necessaria per ogni modulazione di ampiezza, nel caso della modulazione di frequenza si riduce soltanto a regolare esattamente i circuiti oscillanti dei vari stadi (in modo tale da evitare una parziale modulazione di ampiezza o di fase) e a tarare, una volta per tutte, lo scarto di frequenza necessario alla modulazione, ciò che praticamente viene molto facilitato dalla presenza di comunicazioni di dilettanti.

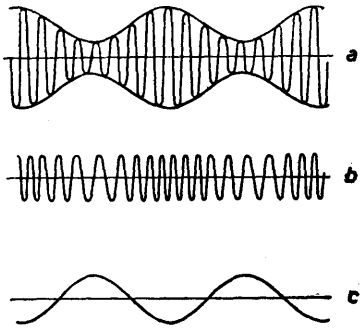

Fig. 30*a* - Oscillazione a.f. modulata in ampiezza.
b - Oscillazione a.f. modulata in frequenza.
c - Tensione B F di modulazione.

Dopo aver considerato i vantaggi della modulazione di frequenza di fronte alla modulazione di ampiezza sembra necessario approfondire un pò di più la modulazione di frequenza. In figura 30 si vede la differenza fondamentale fra una oscillazione modulata in frequenza e un'oscillazione modulata in ampiezza. Si vede che nella F M l'ampiezza delle oscillazioni, e quindi anche la potenza inviata, rimane costante, in contrapposto a ciò che avviene con la modulazione di ampiezza. Invece è la frequenza che oscilla al di sopra e al di sotto della frequenza portante, al ritmo della modulazione; la frequenza portante è quella che viene irradiata in assenza di modulazione. L'ampiezza dello scarto di frequenza dalle due parti della portante viene fissata con la profondità di modulazione; i limiti della pendolazione definiscono la zona di frequenza. Quanto maggiore è quindi la tensione modulante, tanto maggiore è anche la pendolazione mentre la potenza della trasmissione rimane costante. Uno scarto di ± 75 kHz significa dunque che con una portante, per esempio, di 10 MHz la portante modulata varia continuamente fra i limiti 9925 kHz e 10075 kHz. Quante volte ciò avviene in un secondo? Dipende dalla frequenza di modulazione in quel momento; con una frequenza di modulazione di 50 Hz o di 10 kHz si hanno rispettivamente 50 o 10000 variazioni della frequenza in un secondo. Se si aumenta l'ampiezza, cioè la tensione di modulazione, aumenta per conseguenza solo lo scarto di frequenza, ma non la velocità di questo scarto, che resta invece costante se è rimasta costante la frequenza modulatrice.

E' necessario definire anche un'altra grandezza, il cosidetto indice di modulazione. Esso indica il rapporto del momentaneo scarto di frequenza alla più alta frequenza di modulazione cioè dice quante volte lo scarto di frequenza momentaneo è più grande della massima frequenza di modulazione. Col massimo scarto, per esempio, di 50 kHz e

una massima frequenza modulante di 10 kHz l'indice ha il valore 50 : 10 = 5 .

L'indice di modulazione è quindi un elemento che entra in gioco soltanto nella modulazione di frequenza.

Il suo significato sta nel fatto che esso determina l'ampiezza della portante e la frequenza delle bande laterali. Sembra a prima vista che le bande laterali siano comprese nel doppio dello scarto di frequenza; in realtà esse non dipendono solo dallo scarto di frequenza ma dal massimo scarto di frequenza e dalla massima frequenza di modulazione. La larghezza di banda istantanea risulta dunque dallo scarto di frequenza momentaneo e dalla momentanea frequenza di modulazione. Se lo scarto di frequenza è piccolo (piccola profondità di modulazione) e se la frequenza di modulazione è alta il rapporto (e quindi anche l'indice di modulazione) è piccolo; e viceversa. In questo caso, cioè al crescere dell'indice di modulazione, l'ampiezza della portante diventa sempre più piccola ed il numero delle frequenze laterali di ampiezza apprezzabile diventa sempre più grande. Questo processo equivale perciò ad un allargamento dell'ampiezza di banda il quale è collegato quindi ad un aumento dell'indice di modulazione. E poichè appunto si dà una particolare importanza all'ampiezza di banda occupata da un dilettante nella trasmissione a modulazione di frequenza, si vede che l'indice di modulazione ha una grande importanza, soprattutto se si fa la modulazione di frequenza a banda ristretta. In queste condizioni il rapporto del massimo scarto di frequenza alla massima frequenza di modulazione deve essere molto piccolo affinchè l'ampiezza della portante praticamente non vari e si abbia soltanto la prima coppia di frequenze laterali che si ha anche nella modulazione di ampiezza. Per assicurare una modulazione senza distorsione il massimo scarto di frequenza normalmente deve essere al massimo il 10% delle portante. Nella radiodiffusione con onde UC fra 85 e 102 MHz si lavora pertanto con uno scarto

di frequenza di ± 75 kHz, mentre nella gamma di radiotelefonia da 135 a 165 MHz e per i radioamatori (nei quali casi si richiede soltanto la comprensibilità della parola) sono usuali scarti di frequenza fra 15 e 20 kHz. Infine nella modulazione di frequenza a banda ristretta, funzionante fra 3 e 30 MHz, si hanno scarti di solo 200 a 3000 kHz poichè lo scarto di frequenza deve essere almeno così grande come la massima frequenza udibile da trasmettere, altrimenti non è più il massimo scarto di frequenza (funzione della tensione di modulazione) a determinare la banda occupata, ma essa viene determinata dallo inviluppo delle frequenze.

Tranne il caso della modulazione di frequenza a banda ristretta, si lavora con uno scarto di frequenza sensibilmente maggiore della più alta frequenza di modulazione, cioè con un indice di modulazione il quale per i radiodilettanti (scarto in frequenza di 20 kHz pari a una larghezza di banda di 40 kHz) sopra 28 MHz ha una media di 5, mentre con la modulazione di frequenza a banda ristretta esso è solo di 0.5. Per realizzare una modulazione di frequenza bisogna influenzare il circuito dell'oscillatore al ritmo della modulazione, cioè deve essere possibile una variazione della frequenza dell'oscillatore con una variazione di capacità o di induttanza del circuito oscillante, per via meccanica o per via elettrica.

Mentre nella modulazione di frequenza a banda ristretta talora si usano le variazioni di induttanza per via meccanica si sono però quasi completamente affermati i metodi elettrici. Il più diffuso, che si usa pure nella radiodiffusione per onde UC, collega in parallelo al circuito oscillante una valvola cosidettà a reattanza .La valvola può, cioè, rappresentare un'induttanza apparente o un'apparente capacità secondo i collegamenti. Se il circuito oscillante viene accordato induttivamente si raccomanda una reattanza capacitiva variabile. Ma poichè i circuiti oscillanti vengono accordati

capacitivamente con un condensatore variabile, si usa quasi esclusivamente lo schema che realizza una induttanza variabile, altrimenti lo scarto di frequenza varierebbe con l'accordo. In fig. 31 si vede uno schema nel quale la variazione

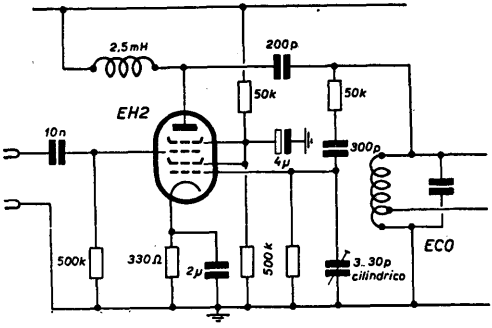

Fig. 31 - Modulazione di frequenza per variazione della resistenza interna di un tubo a reattanza.

di frequenza viene realizzata con una valvola collegata come induttanza variabile in parallelo al circuito oscillante. L'ammontare della variazione di frequenza desiderata dipende dai valori dell'induttanza e della capacità del circuito oscillante, come pure dalla variazione di impedenza della valvola, la quale è esclusivamente una funzione della sua pendenza, che è a sua volta controllata dalla tensione di modulazione.

In fig. 31 l'anodo del tubo a reattanza viene alimentato attraverso una bobina di blocco per alta frequenza e la valvola è accoppiata al circuito oscillante in parallelo attraverso un condensatore da 200 pF. Fra anodo e griglia c'è una resistenza di 50.000 Ω in serie a una capacità di 300 pF; fra griglia e catodo c'è la resistenza di fuga della griglia, di

500.000 Ω, e un trimmer a immersione, da 3 a 30 pF. I partitore di tensione sulla griglia è proporzionato in modo che l'impedenza a corrente alternata del trimmer sia piccola di fronte a R (3 a 30 pF contro 50.000 Ω); quindi la corrente ad alta frequenza sul partitore è in fase con la tensione ad alta frequenza sul circuito.

La tensione ad alta frequenza sulla griglia della valvola precede di 90° la corrente anodica, che varia con essa, sicchè la valvola si comporta come un'induttanza, cioè lo sfasamento fra corrente e tensione è quella che si ha su una bobina. Collegando la valvola in parallelo, la frequenza si riduce leggermente per la diminuita autoinduzione del circuito. Variando allora la polarizzazione di griglia e di conseguenza la pendenza della valvola lungo la caratteristica, varia anche la corrente anodica e quindi l'impedenza. Sovrapponendo ancora sulla griglia una tensione a bassa frequenza cambia (con la corrente anodica) anche la frequenza del circuito oscillante, pulsando intorno alla frequenza portante col ritmo della modulazione. Usando valvole con una sola griglia di controllo, la tensione di modulazione deve arrivare attraverso una bobina di blocco. La griglia controllo assume così la funzione del controllo dell'alta frequenza ed insieme della regolazione della pendenza. E' tuttavia preferibile, come si vede anche nello schema, di portare la tensione di modulazione ad una griglia separata; a tal uopo è necessario un esòdo con due griglie controllo. La regolazione del trimmer a immersione si fa al massimo valore, poichè allora lo scarto di frequenza è minimo e viene variato verso valori minori finchè lo scarto raggiunge il suo valore esatto, tale cioè che con la massima tensione di modulazione si raggiunga appunto il massimo scarto in frequenza. Allora si può facilmente realizzare un minore scarto riducendo la tensione di modulazione. Per il massimo scarto in frequenza basta una tensione di modulazione di circa 2 V, quale quella che si può ricavare da un microfono a carbone con un

trasformatore in salita a rapporto da 1/30 a 1/50; ovvero da un microfono a cristallo con un amplificatore ad un stadio. E' molto importante che il tubo a reattanza lavori sulla parte rettilinea della sua caratteristica. Ciò vale sia per il pilotaggio ad alta frequenza che per la tensione di modulazione, affinchè non si abbiano non linearità nella bassa frequenza, che conducano a distorsioni nel pilotaggio e soprattutto a variazioni della frequenza base cioè della frequenza portante. Si raccomanda a montaggio ultimato di rilevare la caratteristica statica della valvola.

Un'altra possibilità di realizzare la modulazione di frequenza si ha quando il circuito oscillatorio è collegato in parallelo ad un elemento a resistenza variabile, che possa essere pilotato dalla tensione di modulazione. Il principio è mostrato in fig. 32. La resistenza variabile può essere co-

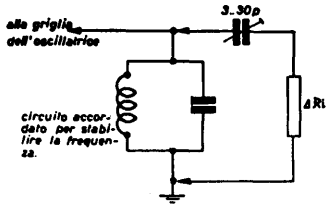

Fig. 32 - Modulazione di frequenza per variazione della resistenza interna dinamica di una valvola, di una rettificatrice A F o di una lampada al neon.

stituita da una valvola, da un raddrizzatore per AF o da una lampada a luminescenza; essenziale è che si lavori sempre lungo la parte rettilinea della caratteristica. In figg. 33 e 34 si vedono schemi con una valvola, la cui resistenza interna è in parallelo al circuito oscillante. In fig. 33 la parte destra di un doppio triodo costituisce l'oscillatrice di un Hartley, la parte sinistra vi è collegata direttamente in parallelo mediante unione degli anodi. La variazione della resistenza

interna dinamica della valvola di sinistra, dovuta alla tensione di modulazione, dà luogo a una corrispondente variazione di frequenza. Lo scarto di frequenza è regolabile a

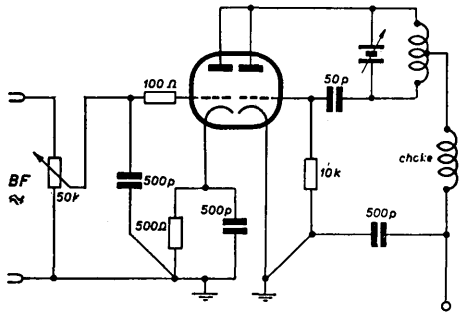

Fig. 33 - Modulazione di frequenza con un doppio triodo; uno dei resistori è usato come resistenza variabile in parallelo al circuito oscillante.

mezzo del potenziometro da 50.000 Ω. La fig. 34 dà uno schema analogo. Il controllo può avvenire tanto con una tensione continua variabile come con una bassa frequenza.

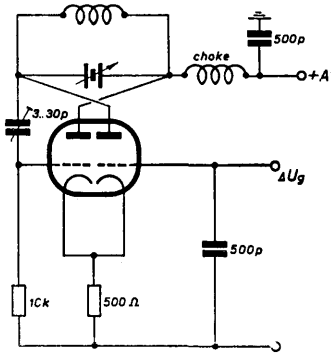

Fig. 34 - Variante dello schema di fig. 33.

Disponendo un « sirutor » o una valvola a luminescenz,a che praticamente ha solo due elettrodi, l'arrivo della bassa frequenza deve realizzarsi attraverso una bobina di blocco per l'alta frequenza.

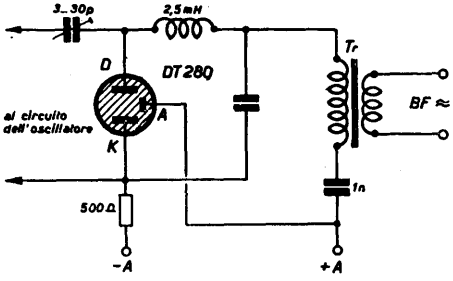

Fig. 35 - Modulazione di frequenza con lampada al neon.

Lo schema è sostanzialmente queilo di fig. 32, che è sviluppato in fig. 35 per un raddrizzatore speciale, un detector a luminescenza a caratteristica particolarmente ri-

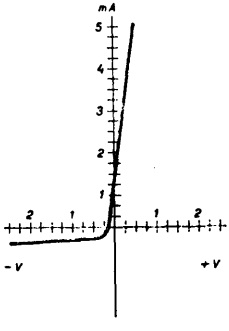

Fig. 36 - Caratteristica della lampada al neon DT280.

pida, mostrata in fig. 36. Col sirutor ci vuole un'uscita a bassa frequenza di basso valore ohmico. Naturalmente invece del detector a luminescenza si possono usare anche lampade a luminescenza più semplici, che abbiano convenienti caratteristiche. Un ulteriore possibilità di modulare a mezzo di valvole a luminescenza è quello di usare delle valvole modulate a « copertura », come capacità regolabili, sulle quali c'è una copertura metallica sul bulbo che ha andamento parallelo all'elettrodo modulato. A causa delle modulazioni la capacità varia con lo stesso ritmo e poichè essa è in parallelo al circuito oscillante se ne ha da ultimo una variazione di frequenza. Valvole luminescenti adatte sono i tipi ANG200 o AR220 o RR1.5.

Oltre a questi metodi si può realizzare la modulazione di frequenza variando la conduttanza mutua di una valvola con modulazione sulla griglia frenante di pentodi molto ripidi, come le EF14, EF50, EF42. Bisogna solo vedere che l'ampiezza del controllo non esca dal tratto rettilineo della caratteristica, ciò che può ottenersi con misure dei dati di funzionamento. L'applicazione pratica della modulazione di frequenza a banda ristretta è possibile tanto con generatori a più stadi che con generatori ad un solo stadio ed inoltre non solo con generatori a frequenza regolabile

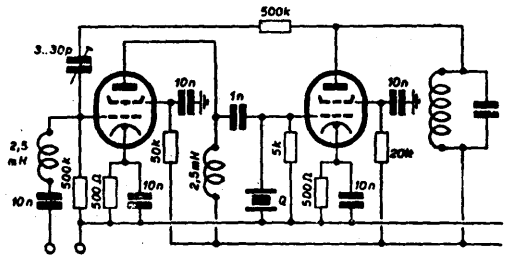

Fig. 37 - Modulazione di frequenza con oscillatore a cristallo.

ma anche con oscillatori a cristallo. Uno schema adatto si vede in fig. 37. In essa la tensione ad alta frequenza, necessaria per produrre lo spostamento di fase, è prelevata sulla placca dell'oscillatore a cristallo; è necessario che anche la tensione a bassa frequenza sia abbastanza alta. Poichè essa è presa dalla placca dell'oscillatore a cristallo lo spostamento di fase si deve verificare fra griglia e placca dell'oscillatore stesso dove già ci sono 180° di sfasamento. Di questa circostanza si tiene conto scambiando fra loro *R* e *C* nel partitore di tensione. Lo scarto realizzabile dipende dalla direzione secondo la quale è tagliato il quarzo; se esso è tagliato in direzione *AT* si ha il minimo scarto di circa 200 Hz, mentre col taglio secondo l'asse *X* se ne hanno circa 1000 e secondo l'asse *Y* circa 2000 Hz. E' importante però notare che, moltiplicando la frequenza, anche lo scarto ammissibile risulta moltiplicato; pertanto anche se sulla fondamentale esso è piccolo, si riesce sempre in stadi a moltiplicazione a realizzare una modulazione di frequenza. C'è un vantaggio nell'avere un piccolo scarto di frequenza dell'oscillatore pilota in quanto si ha allora una correlazione lineare fra la variazione di frequenza e l'ampiezza della bassa frequenza. Naturalmente negli oscillatori a quarzo la modulazione è un poco più critica che negli oscillatori a frequenza variabile. Bisogna assicurarsi che l'alta frequenza risulti modulata in tutti gli stadi, ciò che nei generatori a più stadi richiede un accordo molto esatto di tutti i circuiti, altrimenti si verificherebbe una modulazione di ampiezza sui lati della curva di risonanza, quale si vede in fig. 38. Gli amplificatori a caratteristica lineare debbono essere sicuramente neutralizzati per escludere distorsioni di fase. Se invece si ha a che fare con un generatore ad un solo stadio, p. es. nella banda dei 144 MHz, la valvola modulatrice deve corrispondere al fabbisogno di potenza relativo al circuito pilota.

In ogni modulazione di frequenza è importante di realizzare esattamente il massimo scarto di frequenza come previsto. Praticamente ciò si ottiene portando il regolatore di bassa frequenza in posizione centrale e realizzando lo scarto per una ampiezza media conveniente, a mezzo del condensatore variabile. Poi, con la regolazione in su e in giù del regolatore di bassa frequenza, si può ancora variare lo scarto. Una esatta misura dello scarto di frequenza si ottiene con un ricevitore a curva ben ripida o con un oscillatore campione di frequenze acustiche. Il ricevitore viene accordato sulla frequenza portante o su una sua armonica;

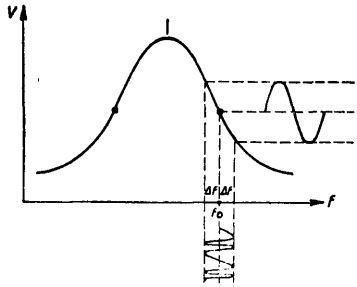

Fig. 38 - Trasformazione di una FM in un AM sul fianco della curva di un circuito a risonanza.

poi, a mezzo del generatore di bassa frequenza, si modula con una frequenza bassa ed infine la si fa gradualmente crescere. Ne risulta un segnale di battimento che diventa sempre più tenue fino a scomparire totalmente. Aumentando ulteriormente la frequenza di modulazione, la frequenza di battimento ricompare. Naturalmente durante tutte le prove non bisogna variare l'ampiezza della tensione modulante. Allora la frequenza di modulazione che ha fatto azzerrare il battimento, moltiplicata per 2,4, ci dà lo scarto di frequenza con quella tensione a bassa frequenza.

Prima di accingersi alla trasmissione con modulazione di frequenza si raccomanda di ascoltare l'oscillatore su un'armonica del ricevitore. In queste condizioni la modulazione deve comparire spiccatamente su due punti ai lati della portante. Passando poi dalla telefonia al C W basta soltanto girare fino in fondo il regolatore di bassa frequenza; però la valvola a reattanza, anche durante l'esercizio CW, deve essere lasciata accesa, giacchè si è visto che in tal modo si ha una stabilizzazione della frequenza che è da attribuirsi a scarti di frequenza in sensi opposti.

Per stabilire poi se la modulazione di frequenza realizzata è contaminata parzialmente da una modulazione di ampiezza si può includere un amperometro ad alta frequenza sull'antenna; la corrente di antenna non deve variare attaccando o staccando la modulazione. Per questo esame si può anche fare uso di una lampada luminescente ad alta frequenza (HK100) la quale deve essere accoppiata in modo tale che la luminescenza sia appena visibile; un aumento o una riduzione della luminescenza diventa allora facilmente visibile ed indica una indesiderata modulazione di ampiezza.

Cap. 2f) Ricetrasmettitore portatile Ricetrasmettitore radiofonico portatile

Al principio, trattando l'utilizzazione delle onde ultracorte, è stato detto ampiamente dei campi di applicazione della radiotelefonia bilaterale: sotto questa denominazione s'intende l'applicazione di apparecchi trasmettitori e ricevitori trasportabili per scopi civili. Essi possono anche costituire un posto pubblico. I ricetrasmettitori usati di solito sono costruiti da grosse ditte quale la Philips, la BBC, la Telefunken ecc. Le autorità sorvegliano attentamente lo stato di servizio di questi apparecchi, i quali (date le severe prescrizioni cui debbono rispondere sia rispetto alla costanza

della frequenza che alla modulazione) sono complessi e piuttosto costosi. Al contrario gli apparecchi radiotelefonici per dilettanti sono previsti per la banda di due m e rispondono a prescrizioni assai più semplici; quindi non di rado acquistano formato tascabile; essi vengono chiamati anche ricetrasmettitori o, con parole americane, Handie-Talkie oppure Walkie-Talkie.

L'applicazione di questi apparecchi era già nota dallo immediato dopo guerra. Essi vengono alimentati con una batteria a ferro nichel a 2,4 V e con un vibratore e lavorano fra i 130 e 160 MHz.

Poichè questa gamma comprende la gamma dei due metri dei dilettanti da 144 a 146 MHz questo apparecchio è stato utilizzato volentieri, con le piccole modifiche necessarie. In questo apparecchio, mostrato nello schema di fig. 39, le stesse due valvole, opportunamente commutate,

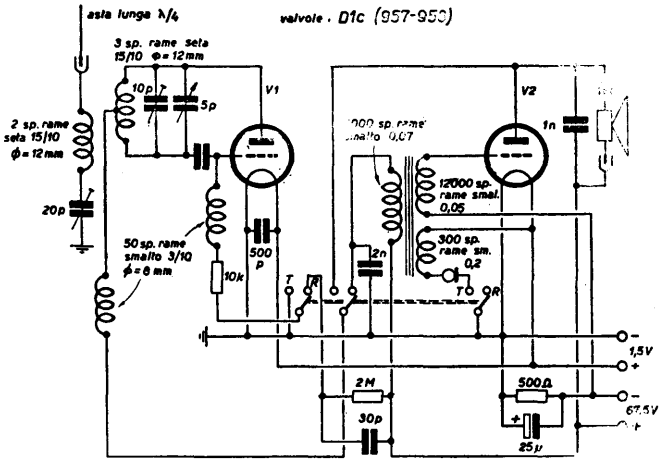

Fig. 39 - Ricetrasmettitore portatile con valvola a ghianda.

vengono usate sia per la trasmissione che per la ricezione.

Lo schema più diffuso è quello della fig. 39, che lavora con due valvole a ghianda e quindi assume un ingombro ridottissimo.

Nella scelta di queste valvole contribuisce la circostanza che esse richiedono soltanto 25 mA di corrente di riscaldamento con la tensione di 1,25 V, ciò che ha una grande importanza per un apparecchio portatile, giacchè il consumo ridotto riduce il peso delle batterie o aumenta l'autonomia. Naturalmente per lo stesso scopo si possono anche usare pentodi collegati in triodi del tipo RV2,4 P700 oppure RL2,4 T1.

Nella posizione « R » del commutatore, la valvola 1 lavora in superreazione autoeccitata e la valvola 2 come amplificatrice di bassa frequenza; in posizione « T » del commutatore tripolare a due vie la valvola 1 oscilla in reazione in circuito Hartley e la valvola 2 in modulazione di placca. I due tipi di funzionamento della valvola 1 si realizzano variando la resistenza di fuga della griglia, che in ricezione deve essere di 2 MΩ e dà una piccola tensione positiva alla griglia per far funzionare la valvola in superreazione; in trasmissione invece la resistenza di fuga è di 10k ed è collegata a massa. La seconda coppia di contatti del commutatore porta tensione anodica alla valvola 1; in ricezione l'anodica attraversa il primario del trasformatore BT il quale trasforma appunto la bassa frequenza e la trasferisce alla griglia della valvola 2, nel cui circuito anodico è inserita la cuffia. In trasmissione invece viene inserito il microfono con un avvolgimento extra nel trasformatore BF, e si risparmia un apposito trasformatore microfonico utilizzando quello detto prima. Il rapporto di trasformazione, che eleva la tensione microfonica, è dell'ordine di 1 : 40. In modulazione la tensione anodica della valvola 1 varia, grazie all'assorbimento della

valvola 2, al ritmo della modulazione, che viene così impressa sulla alta frequenza generata.

La valvola 2, a mezzo del gruppo RC da 500 Ω 25 nF, realizza una tensione di polarizzazione della griglia opportunamente alta. Il trasformatore realizza il rapporto 1/4 e 1/40 con i numeri di spire seguenti: 3.000/12.000/400; se l'apparecchio viene costruito dal dilettante e se questo dispone di un trasformatore a bassa frequenza di rapporto 1/4 si possono smontare i lamerini, aggiungere 300 o 400 spire di filo rame-smalto da 0,2 mm e rimettere a posto i lamierini; in generale lo spazio richiesto dall'ingombro del nuovo avvolgimento è disponibile. Se invece il trasformatore è avvolto ex-novo si avvolgeranno 3.000 spire di rame smalto da 0,7 mm; su queste, 12.000 spire da 0,05 mm per il secondario; e da ultimo, l'avvolgimento microfonico.

L'adozione di due trasformatori distinti, che naturalmente è sempre possibile, e che è mostrata nella fig. 40,

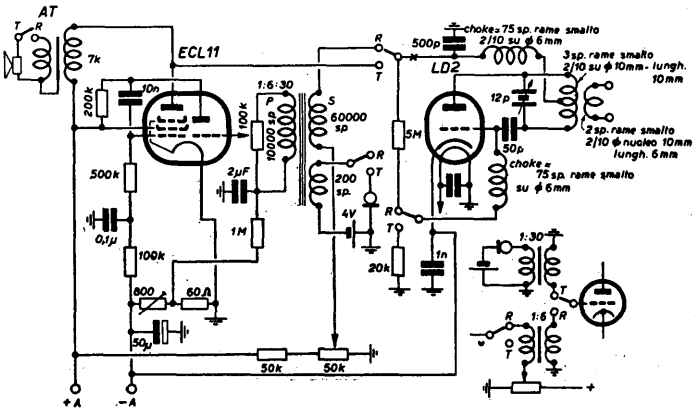

Fig. 40 - Rice-trasmettitore fisso.

non è raccomandabile per apparecchi trasportabili per il maggior peso che ne consegue.

Il circuito oscillante ad alta frequenza consiste in 3 spire di rame argentato del diametro di 1,5 mm, avvolte su una spina del diametro di 12 mm; essa viene accordata su 144 MHz con un trimmer.

La regolazione fine si fa poi con una capacità variabile di circa 5 pF o anche meno. Il circuito di antenna consiste in 2 spire di rame argentato come sopra, ed è accordato con l'antenna, allungabile a telescopio, a mezzo di un trimmer da 20 pF in serie.

I radiotelefoni portatili di questo genere naturalmente hanno una modesta stabilità di frequenza; ragion per cui fin dalla costruzione bisogna badare a quei punti che sono essenziali per l'esercizio in onde ultracorte. Si è dimostrata conveniente per l'esercizio a batteria un tipo di costruzione nel quale la parte di alimentazione e la parte di trasmissione consiste in una sola unità. L'apparecchio viene opportunamente costruito in 3 scompartimenti schermati fra loro; quella in basso contiene le batterie e la parte a bassa frequenza, gli altri due contengono gli stadi ad alta frequenza. Per l'uso dell'apparecchio non c'è nulla da aggiungere a quanto abbiamo già detto. In ricezione può essere opportuno realizzare in modo regolabile sia l'accoppiamento di antenna che quello della reazione, per poter adattare l'ampiezza delle oscillazioni a frequenza ultraacustica all'ampiezza della oscillazione in arrivo o viceversa, necessità che è stata ampiamente chiarita nel primo volume.

Lo stato oscillante del circuito Hartley si accerta con un milliamperometro nel circuito di griglia, in base alla corrente indicata, dopo aver disposto il commutatore in posizione di trasmissione (T); o anche con un milliamperometro di placca, poichè la corrente anodica, in stato oscillatorio, cresce bruscamente non appena venga toccata o la griglia o la placca.

Un apparecchio del genere è in grado di superare una distanza di alcuni km in linea d'aria. Naturalmente esso si può anche costruire per esercizio fra posti fissi; in questo caso però si preferisce l'uso di vàlvole di maggior potenza poichè bisogna tener conto dell'assorbimento delle mura. Uno schema che per questo scopo si è dimostrato vantaggioso (e che può servire anche come stazione fissa per collegarsi con parecchie stazioni portatili) si vede nella fig. 40. Nella parte ad alta frequenza troviamo il triodo LD2, di potenza rilevante e adatto ad onde decimetriche; nella parte a bassa frequenza troviamo la valvola ECL11 o un'altro tipo di triodo-pentodo, il quale funziona da amplificatore di potenza della bassa frequenza o rispettivamente della modulazione.

La parte ad alta frequenza non presenta nessuna particolarità ed è costruita secondo lo schema di fig. 39. Per l'accordo si usa un condensatore a split-stator. E' da notare che in ricezione è possibile una dosatura del grado di reazione della superreazione variando la tensione anodica della valvola LD2 a mezzo del potenziometro da 50.000 Ω, sicchè in diverse condizioni di ricezione si può sempre realizzare l'adattamento ottimo.

La bassa frequenza viene portata alla griglia del triodo della valvola doppia, il quale triodo funziona da preamplificatore, e poi alla griglia del pentodo per l'amplificazione finale. L'amplificazione realizzata è notevole ed è sufficiente a pilotare un altoparlante, ciò che libera dalla incomoda cuffia. In trasmissione viene chiuso il circuito microfonico, il quale ha una propria batteria, e la tensione microfonica viene ora portata alla griglia del triodo invece della bassa frequenza di ricezione, e poi ancora portata al pentodo. L'ampia variazione della tensione anodica, che avviene al ritmo della modulazione sull'avvolgimento primario del trasformatore di uscita, il quale quindi lavora come bobina di modulazione, alimenta la valvola LD2 e modula in tal modo

l'alta frequenza generata. Nei posti fissi si possono anche usare 2 trasformatori di bassa frequenza distinti per la modulazione e per la ricezione.

Questi apparecchi si possono realizzare in vari modi, dei quali descriviamo alcuni nel seguito. Lo schema mostrato in fig. 39 si può anche trasformare in apparecchio per alimentazione dalla rete; in tal caso conviene adottare una sola valvola doppia p. es. una 12AT7 (corrispondente a una ECC81) ovvero una ECC40. Se si vuole aumentare l'amplificazione a bassa frequenza o la modulazione si può adottare nella parte a bassa frequenza un pentodo invece di un triodo Adottando una valvola doppia, triodo-pentodo come la ECF12, si realizza sempre una costruzione di minimo ingombro.

L'apparecchio mostrato in fig. 40 si può migliorare realizzando un dispositivo in controfase a doppio triodo invece della reazione Hartley come si vede in fig. 41. In questa la reazione è induttiva, però si può anche realizzarla come « sistema generatore bilanciato ». In questo caso manca la spiralina di griglia attraverso il circuito tubolare che funziona da bobina anodica nonchè la presa per la resistenza di fuga della griglia. Come generatore bilanciato le due griglie portano due resistori di fuga di circa 10 kΩ e la tensione di reazione a fase invertita viene costituita da due piccole capacità che possono essere due trimmer fra ogni griglia e l'anodo dell'altro sistema. Come abbiamo già sottolineato il collegamento in controfase ha molti vantaggi sia per ciò che concerne la stabilità che per l'erogazione di potenza. Si capisce che lo stesso schema si può anche realizzare con due triodi p. es. LD1, invece che con il doppio triodo. La bobina anodica viene costituita da un tubo di rame di circa 7 mm di diametro, preferibilmente argentato. La lunghezza complessiva è di circa 14 cm; esso viene curvato a forma di U Il variabile viene collegato direttamente alle placche dei triodi e alle estremità del tubo. Tornando al primo schema

con reazione induttiva, la bobina di griglia deve essere fatta con filo di rame di rame da 1 mm ben isolato ed essere introdotta nel tubo. La presa centrale viene realizzata introducendo attraverso un foro predisposto nel tubo esterno un pezzetto di filo a cappio, e fissando ivi la resistenza di fuga. I catodi ed i collegamenti di filamento debbono avere dei buoni blocchi ad alta frequenza.

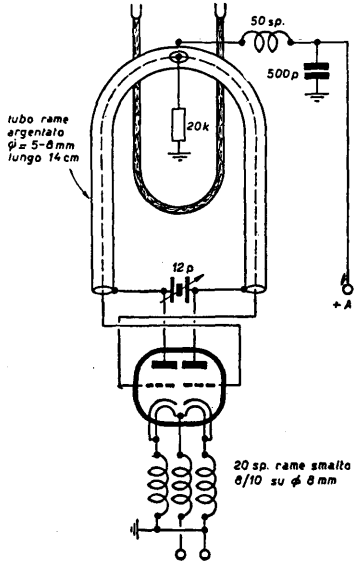

Fig. 41 - Parte trasmittente in controfase, con circuiti tubolari.

Intercalando un milliamperometro sulla alimentazione anodica si vede nettamente una riduzione della corrente quando si raggiunge la risonanza.

In questi schemi bisogna stare attenti di non superare in nessun caso la potenza dissipabile sull'anodo, riducendo, se necessario, la tensione anodica. Se le valvole mostrano tendenza a dare oscillazioni parassite si può collocare un gruppo *RC* sul conduttore di catodo.

Diciamo ancora qualcosa sulle bobine di blocco. In molti casi, specialmente nel circuito Hartley, la bobina di blocco anodico si è dimostrata particolarmente critica. In molti punti della gamma si hanno delle falle di oscillazione, che si possono eliminare con una correzione del numero di spire di questa bobina. In certi casi è vantaggioso di avvolgere le prime spire con un passo maggiore. Mediamente questa bobina è costituita con 40-50 spire di filo di rame smaltato da 0.3 mm avvolto su un diametro di 8 mm. Essa deve essere disaccoppiata dalla bobina oscillante, cioè disposta perpendicolarmente ad essa.

In certi casi nel circuito Hartley può essere necessario, per aumentare la stabilità di frequenza, di aumentare grandemente la capacità fra griglia e catodo, collegando in parallelo un trimmer.

Abbiamo già accennato nel 1° volume che negli Stati Uniti c'è una « gamma per tutti » nella quale chiunque può lavorare con un piccolo trasmettitore la cui portata deve però ridursi a poche centinaia di metri p. es. alla lunghezza di una strada, ma che però serve molto bene per stabilire un collegamento radio da una abitazione all'altra. Questi generatori si possono costruire in miniatura nel coperchio di una capsula microfonica, e possono essere portati al polso, mentre le batterie si collocano nelle tasche. Delle capsule microfoniche adatte sono mostrate in fig. 42. Lo schema di apparecchi del genere, attrezzati con tubi subminiatura analoghi a quelli per apparecchi per sordi, si vede in fig. 43. Vi è un pentodo DL65 o DL67 collegato in triodo con funzione da oscillatore. Il numero di spire delle induttanze dipende dalla frequenza. La tensione di modulazione di un

microfono a cristallo amplificata da una DF65, viene portato alla griglia dell'oscillatore. Poichè la « gamma per tutti »

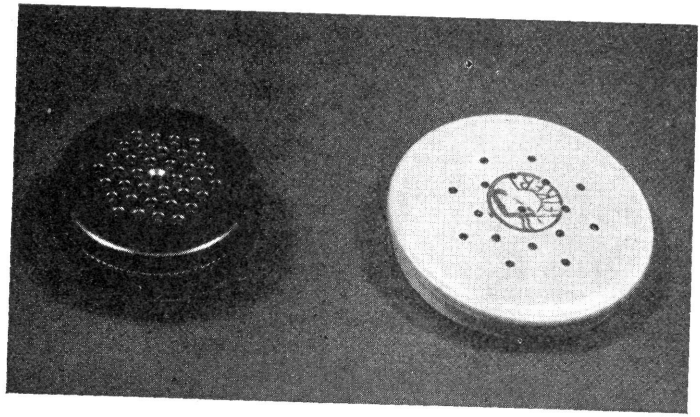

Fig. 42 - Capsule microfoniche per rice-trasmettitori: a carbone (a sinistra, Neumann e Bo n); a cr stallo, C 42 (a destra, Pecker).

è nella banda delle onde decimetriche (460-480 MHz) ed a queste frequenze l'irradiazione è molto forte basta realiz-

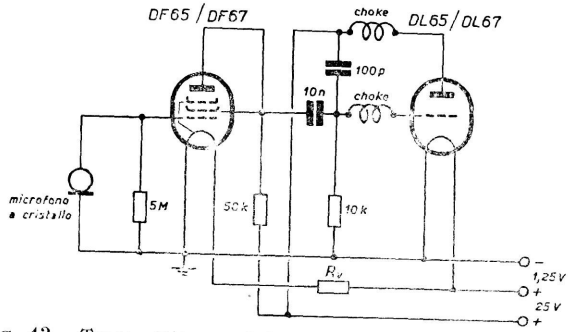

Fig. 43 - Trasmettitore miniatura con valvole subminiatura.

zare il generatore senza schermi, sicchè si fa a meno dell'antenna. Poichè i pentodi DF65 e DF67 hanno una tensione di filamento metà del normale, cioè 0,625 V, bisogna prevedere una opportuna resistenza. Osserviamo ancora che un aumento della tensione di filamento del 22,5% o una riduzione del 28% (da 1.55 a 0.9 V) sono tollerabili senza che la vita della valvola risulti sostanzialmente abbreviata.

Cap. 2g) Propagazione e radiazione delle onde ultracorte - Forme e dimensioni delle antenne

Sulle onde ultracorte, a differenza delle altre onde, si usano esclusivamente antenne le cui dimensioni geometriche sono in determinata relazione con la lunghezza d'onda. Pertanto si parla di antenne accordate; cioè una antenna di determinate dimensioni può servire soltanto per la ricezione o per la trasmissione in una determinata banda di frequenza. La lunghezza può comprendere una intera onda, mezza onda o un quarto d'onda; praticamente per ragioni di ingombro ci si limita a mezza onda o ad un quarto d'onda. Come forma si usa il così detto dipolo nelle sue varie realizzazioni. Nella forma più semplice esso consiste in un filo metallico rettilineo della lunghezza di mezza onda, quindi per la banda di radiodiffusione di 3 metri dovrebbe essere lungo 1.5 metri circa. Per avere un conveniente collegamento si taglia a metà questo dipolo; si hanno cioè due sbarre uguali lunghe un quarto d'onda, allineate, alle cui estremità interne si collega la linea di alimentazione. Per ben intendere quanto segue è importante di tener ben presente come si distribuiscono la tensione e la corrente su un dipolo. Questo è mostrato in fig. 44, nella quale si vede mezza onda di tensione e mezza onda di corrente su un dipolo. Mentre alle estremità si hanno due ventri di tensione di senso contrario, il ventre di corrente si ha al centro del dipolo, a causa dello

sfasamento di 90° nello spazio fra corrente e tensione; la linea è collegata appunto al centro, cioè l'accoppiamento al dipolo avviene per corrente. Poichè la velocità di propaga-

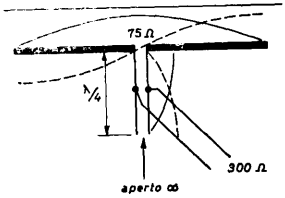

Fig. 44 - Distribuzione della tensione e della corrente A F su un dipolo, e adattamento a una linea a mezzo di un tronco di linea aperta lungo un quarto d'onda.

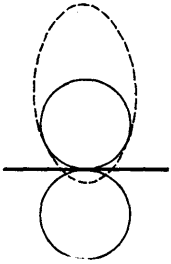

Fig. 45 - Caratteristica di irradiazione del semplice dipolo su mezza onda.

zione delle onde elettromagnetiche in un condensatore è minore che nel vuoto la lunghezza del dipolo non è esattamente mezza onda ma un pò meno; cioè è data dalla formula:

$$1 = \frac{142}{f\ (\mathrm{MHz})}.$$

Per le onde della radiodiffusione *FM* (87.5 a 100 MHz, pari a 3,43 a 3 metri) la lunghezza dovrà essere di circa 1.5 metri mediamente. Il dipolo su mezza onda ha un ef-

fetto direttivo che è massimo nel piano orizzontale, da entrambe le parti, come si vede in fig. 45. Se la linea è priva di perdite e bene adattata, una metà della potenza ricevuta viene trasmessa sulla linea mentre l'altra metà viene di nuovo irradiata. Per riutilizzare anche questa metà si possono disporre, avanti e dietro al dipolo, dei cosìdetti elementi parassiti, passivi, i quali (accoppiati attraverso le radiazioni) producono una potenza supplementare ed una amplificazione non trascurabile del segnale fino al 100%. In trasmissione essi producono uno stretto fascio, mentre d'altra parte si può raggiungere qualunque direzione desiderata girando il dipolo di 360°; lo stesso vale naturalmente anche per la ricezione; costituendo l'antenna con parecchi elementi si può concentrare la potenza ricevuta da una certa direzione. L'effetto direttivo, cioè la conformazione a fascio, risulta dalla sovrapposizione delle onde dirette e delle onde riflesse di eguale fase. Per assicurare il prelievo di potenza o rispettivamente l'irradiazione in una sola direzione si colloca un così detto riflettore dalla parte opposta al trasmettitore (o rispettivamente al ricevitore), così detto perchè esso agisce sulla potenza irradiata all'indietro, cosicchè questo si somma a quella irradiata verso avanti ed in tal modo dà uno spiccato effetto direttivo. (Vedi ancora fig. 45). Tutte le forme di antenna di cui abbiamo parlato e di cui darleremo sono mostrate in fig. 46, dove sono date anche le lunghezze e le distanze del dipolo. La lunghezza della sbarra che agisce da riflettore è del 5% circa maggiore della lunghezza del dipolo in modo da produrre uno spostamento di fase induttiva fra corrente e tensione; a questa consegue un indebolimento del segnale verso il dietro, dovuto al campo del riflettore di fase opposta. Oltre la lunghezza è importante l'esatta distanza del dipolo, dalla quale dipende la resistenza di radiazione, di cui dobbiamo ancora parlare. Una distanza eccessiva l'aumenta, una distanza troppo ridotta la dimi-

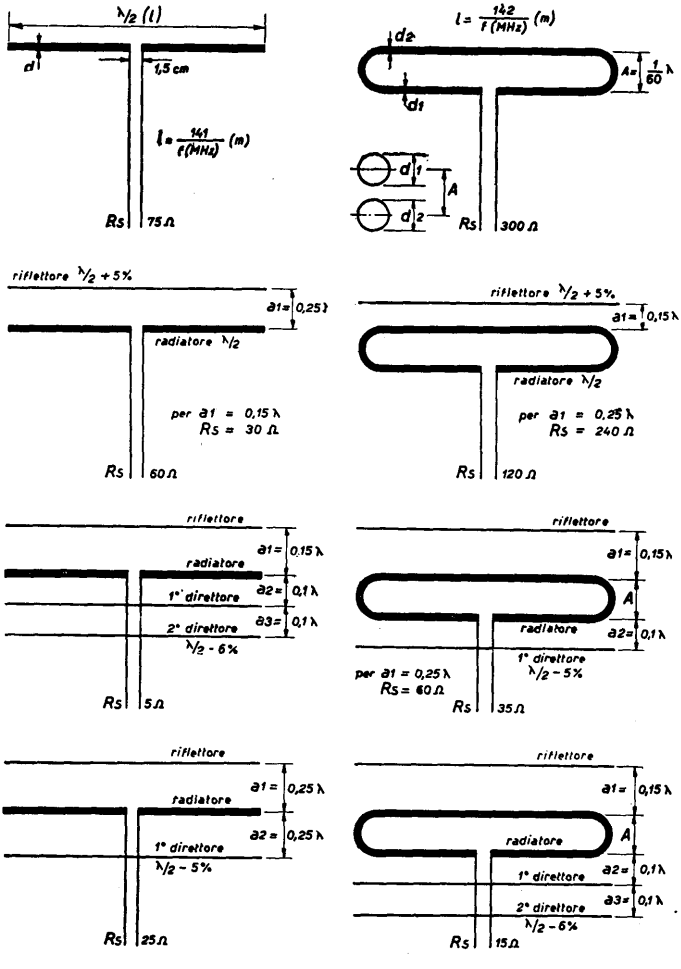

Fig. 46 - Forme e dimensioni di alcune antenne.

nuisce. Essa deve essere adattata alla resistenza caratteristica della linea per poter realizzare una trasmissione di energia senza perdite. Pertanto si cerca di realizzare una resistenza di radiazione alta per quanto è possibile. Il massimo guadagno di potenza si ha collocando il riflettore alla distanza 0.15 della lunghezza d'onda, mentre per un'elevata resistenza di radiazione è più adatta la distanza di un quarto d'onda. Si può stringere ulteriormente il fascio direttivo sia nella direzione della ricezione che ai lati disponendo dei così detti « direttori » collocati innanzi al dipolo (nella direzione del fascio) per l'amplificazione del segnale. Mentre per ridurre la radiazione all'indietro basta un solo riflettore, ed altri elementi non porterebbero nessun vantaggio, ogni direttore dà il suo contributo per stringere il fascio; poichè però questo contributo diminuisce con l'aumentare del numero dei direttori, in generale non se ne collocano più di due o al massimo tre. Piuttosto si possono combinare due o più antenne una su l'altra o una accanto all'altra, poichè questa disposizione è più efficace.

L'elemento che agisce da direttore è di circa del 5% più corto di mezza onda in modo da dare uno spostamento di fase capacitivo che aumenta il segnale; secondo la resistenza di radiazione desiderata il direttore viene collocato ad una distanza di 0.25 o di 0.1 dalla lunghezza d'onda; l'ultima distanza è la più vantaggiosa, però dà una resistenza di radiazione non conveniente.

Il massimo guadagno nella intensità del segnale si ottiene con una distanza del direttore di un decimo della lunghezza d'onda. L'elemento che funziona da secondo direttore è di circa il 6% più corto di mezza onda e dista dal primo direttore quanto questo dista dal dipolo. In fig. 46 a destra in basso si vede un'antenna a quattro elementi: dipolo. riflettore e due direttori. Data l'efficacia di questi elementi parassiti la resistenza di radiazione è appena di 5 Ω. Un'antenna di questo tipo, costituita da parecchi elementi, oltre

ad avere una bassa resistenza di radiazione, ha anche la caratteristica di una grande acutezza di risonanza; è quindi adatta soltanto per una banda di frequenza ristretta. Tuttavia poichè le bande di frequenza che interessano sono una da 88 a 100 MHz (3 metri; radiodiffusione) e l'altra da 144 a 146 MHz (2 metri; dilettanti), sono le più adatte forme di antenna che ammettono una maggiore larghezza di banda. Poichè al crescere della superficie di conduttore dell'antenna a dipolo il suo fattore di qualità diminuisce, mentre l'ampiezza di banda aumenta, si può realizzare già una maggiore ampiezza di banda con un semplice dipolo a mezza onda facendo uso di un tubo di adatto diametro invece che di un filo. L'effetto aumenta ancora se il dipolo è a cappio, ciò che può considerarsi come un doppio dipolo chiuso in corto circuito. Questa antenna è così diffusa perchè si realizza una resistenza di radiazione circa quadrupla cosicchè diventa più facile l'accoppiamento all'usuale cavo di discesa p. es. un cavo a nastro di impedenza caratteristica 300 Ω. Anche la forma e le dimensioni di questo dipolo a cappio si vedono in fig. 46.

La distanza fra i due mezzi dipoli è di circa 5 a 8 cm. Questo dipolo usualmente si fa con un tubo del diametro di 8 a 10 mm. Sia la larghezza di banda che la resistenza di radiazione si possono variare entro certi limiti variando i diametri $d1$ e $d2$, diversi nei vari tubi; la resistenza di radiazione aumenta col crescere di $d2$. Anche con questi tipi di dipolo si possono adottare il riflettore e dei direttori.

Le resistenze di radiazione delle diverse varietà rappresentate in fig. 46 si leggono nella stessa figura. Confrontando un'antenna a più elementi e un'antenna a cappio si vede appunto dalla figura che quest'ultima presenta dei vantaggi per ciò che concerne l'adattamento alla discesa, appunto in grazia della sua più alta resistenza di radiazione. Quest'ultima può essere anche accresciuta portando la distanza del riflettore a un quarto di onda invece che a 0.15, e la

distanza dei direttori a un valore maggiore di un decimo di onda. Però la potenza ricevuta diminuisce al crescere della resistenza di radiazione. La resistenza di radiazione può anche aumentarsi collegando più dipoli a un dipolo piegato; aggiungendo tre elementi a un dipolo piegato la resistenza di radiazione diventa circa il triplo del semplice dipolo. Inoltre variando i rapporti dei diametri dei singoli conduttori si può regolare la resistenza stessa.

Queste antenne a dipolo con riflettore e con più direttori furono ideati per la prima volta dal giapponese Yagi, e pertanto si chiamano ancora talora col suo nome. Propriamente l'antenna Yagi è costituita da un sistema multiplo di antenne con riflettore e direttori uno sull'altro o anche uno accanto all'altro, in modo da realizzare gli effetti direttivi e aumenti del segnale notevolissimo. Collegando i vari sistemi di antenna fra loro bisogna in ogni caso badare che le singole linee abbiano uguale lunghezza fino al punto di confluenza in un unica discesa, e anche che tutti i sistemi siano esattamente uno sull'altro o viceversa uno accanto all'altro; altrimenti si avrebbero spostamenti di fase.

Nel capitolo « propagazione » si è già notato che le onde ultracorte vengono irradiate quasi totalmente polarizzate orizzontalmente. Con questa polarizzazione le linee di campo elettrico hanno andamento parallelo alla superficie della terra ed in tal modo si riducono le perdite dovute all'assorbimento di oscillatori parassiti (camini, ecc.) i quali per la massima parte sono verticali. Se invece la radiazione avvenisse in piano verticale anche il dipolo di ricezione dovrebbe essere disposto verticalmente. In quel capitolo si è anche mostrato che in certe condizioni si può avere una rotazione del piano di polarizzazione ed allora l'antenna ricevente deve essere appunto in quel piano. Da questo punto di vista potrebbe essere utile una antenna polarizzata circolarmente. In questa forma di antenne, mostrate in fig. 47, si hanno due

dipoli su mezza onda spostati di 90° uno rispetto all'altro. Lo spostamento di fase necessario si ottiene a mezzo dei collegamenti di inversione, lunghi un quarto d'onda. Il

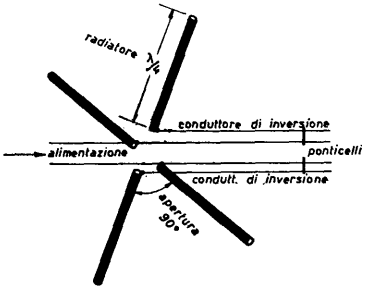

Fig. 47 - Antenna a radiazione circolare.

diagramma di direzione è così circolare. Aggiungendo elementi « parassiti » l'energia può essere raccolta tanto in un fascio orizzontale come anche in un fascio verticale.

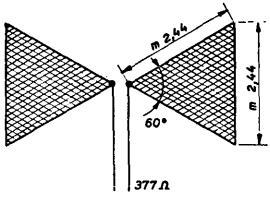

Fig. 48 - Antenna per larga banda.

Tutte le antenne di cui abbiamo parlato hanno come elemento fondamentale un dipolo su mezza onda. Questo non deve però far pensare che l'unica forma di antenna sia quella indicata. A tal fine in fig. 48 e seguenti mostriamo al-

tre forme di antenne. In fig. 48 si vede una forma che ha una spiccata larghezza di banda, e copre contemporaneamente la gamma di radiodiffusione su 3 metri, quella dei dilettanti sui 2 metri, quella della televisione sui 1,5 metri e quella dei dilettanti sui 70 cm. Le dimensioni, gli angoli e le resistenze di radiazione sono indicate nelle figure. Come materiale costruttivo si usa rete metallica di opportuna larghezza di maglia, la quale ultima determina il limite superiore della frequenza. Questa forma di antenna è la più efficace per le altissime frequenze; il guadagno di potenza a 144 MHz raggiunge 11 dB.

Nel campo delle onde decimetriche si sono dimostrate anche molto convenienti le così dette antenne a feritoia, mostrate, in linea di principio, dalla fig. 49. Praticamente

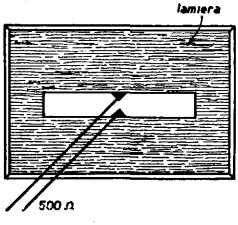

Fig. 49 - Antenna a fenditura.

questa antenna è il viceversa del dipolo, in quanto la superficie del dipolo è ritagliata da una superficie metallica e l'energia viene irradiata dalla fenditura, alla quale è portata a mezzo di un conveniente conduttore cavo.

Fino alle onde decimetriche si ha la formazione della radiazione a fascio disponendo uno sull'altro dei dipoli su una parte riflettente come si vede in fig. 50. Le singole coppie di dipoli vengono alimentate da conduttori incrociati, ed in tal modo sono alimentate in fase, come si vede in fig. 51.

Un'antenna direttiva di questo tipo irradia la massima parte dell'energia in direzione perpendicolare al suo piano, nei due versi, e riceve anche al massimo nella stessa direzione,

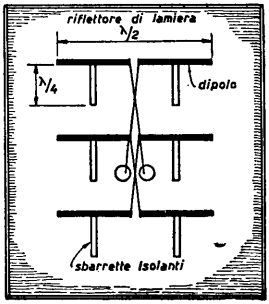

Fig. 50 - Antenna a gruppi di dipoli

se non c'è nessuna parte riflettente. Per formare un fascio di energia in un solo senso si pone un riflettore dietro ai di-

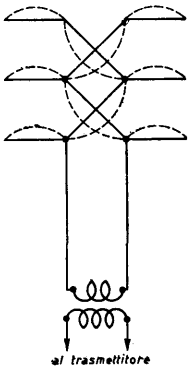

Fig. 51 - Distribuzione della corrente su un'antenna a gruppi di dipoli.

poli, alla distanza di circa un quarto d'onda. Anche dipoli a sbarrette collocati nella linea focale di uno specchio concavo cilindrico danno ottimi risultati, nel senso di produrre un fascio molto stretto; disponendolo in modo scorrevole in senso longitudinale si può accordare esattamente il dipolo. Sin dagli anni della guerra sono poi diventate note le antenne direttive a specchio parabolico, costituite di sottile rete metallica e adatte sia per trasmissione che per ricezione.

Citiamo ancora una forma di antenna molto semplice che, a somiglianza di un normale dipolo, irradia perpendicolarmente alla sua dimensione longitudinale, ma è assai più concentrata del dipolo; essa si vede in fig. 52, e consiste in un dipolo su mezza onda alimentato da una linea accordata;

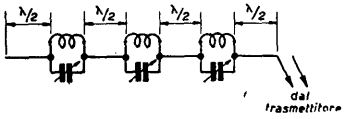

Fig. 52 - Radiatore direttivo a quattro dipoli della stessa fase, con tre circuiti accordati per l'inversione della fase.

alla estremità opposta c'è un circuito oscillante antirisonante, dall'altra parte un secondo dipolo su mezza onda e così continuando fino a costituire una fila di questi gruppi allineati; in figura ne sono presentati quattro. I circuiti accordati hanno soltanto la finalità di invertire la fase fra i successivi dipoli, affinchè questi oscillino tutti con fase uguale. Invece dei circuiti accordati si può anche fare uso di linee bifilari lunghe un quarto d'onda, tese perpendicolarmente ai dipoli (vedi fig. 53); anche in questo caso si può

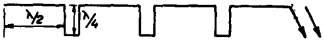

Fig. 53 - Radiatore analogo a quello di fig. 52, solo che l'inversione di fase avviene con tronchi di linea in quarto d'onda.

ottenere una concentrazione in un solo verso disponendo dei riflettori dietro i radiatori alla distanza di un quarto d'onda.

Quasi tutte le antenne descritte vengono alimentate con linee non accordate, ma anzi adattate come impedenza caratteristica, dette anche linee per onde correnti (1). Questo modo di alimentazione presenta sempre vantaggi quando c'è da attendersi sottrazioni di energia dovute a parti metalliche e costruzioni vicine e sempre che ci siano da trasportare piccole potenze su tratti piuttosto lunghi, poichè le perdite sono minime quando non vi sono ventri di tensione o di corrente, come appunto avviene con linee adattate sulla loro impedenza caratteristica. Si dice anche che queste antenne sono alimentate indirettamente con linee non irradianti.

Per trasportare l'energia ad alta frequenza sia dal generatore all'antenna sia dall'antenna al ricevitore o anche da uno stadio all'altro ci si serve essenzialmente di tre tipi di collegamenti: per le onde metriche, preferibilmente di linee bifilari; per le onde decimetriche, preferibilmente di linee concentriche; per onde centimetriche, esclusivamente di guide d'onda cave.

La linea bifilare è molto bene adatta al trasporto dell'energia a frequenza alta quando la lunghezza della linea è maggiore della lunghezza d'onda, perchè sotto certe condizioni si costituisce un'onda elettromagnetica propagantesi dalla sorgente, la quale resta legata alla linea e si propaga anche nel dielettrico, sicchè si possono costituire queste linee nel modo più semplice (cavi da 300 e da 70 Ω).

A frequenze più alte si ha però una irradiazione crescente con la frequenza, ed è per questo che si va ai cavi coassiali o

---

(1) In contrapposizione alle linee a onde stazionarie (N.d.T.).

(per le onde centimetriche) alle guide d'onda. Se la linea bifilare è aperta, o chiusa in corto circuito all'estremità libera, a causa delle onde in arrivo e delle onde riflesse si formano onde stazionarie sicchè non si ha più propagazione di energia. In questa forma la linea bifilare si comporta assai più prossimamente come un circuito risonante o rispettivamente antirisonante, ed in grazia di questo comportamento può servire alla misura diretta della lunghezza d'onda. Per trasportare invece potenza la linea deve essere chiusa sulla sua resistenza caratteristica o impedenza d'onda.

La linea infatti presenta alle onde entranti una certa resistenza; ciò è vero per una linea « infinitamente » lunga. Ora ogni linea finita può essere trasformata in linea « infinita », elettricamente parlando, chiudendola su una resistenza uguale alla sua resistenza caratteristica; ne segue che la resistenza caratteristica è indipendente dalla lunghezza della linea. Poichè in realtà una linea nel suo schema equivalente deve essere pensata come costituita da induttanza distribuita (che dipende dal filo) e capacità distribuita (che dipende dalla distanza fra i fili), la resistenza caratteristica Z ad alta frequenza (e supponendo basse le perdite) si calcola partendo dall'autoinduzione e dalla capacità della linea per ogni unità di lunghezza.

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Chiudendo quindi la linea su una resistenza di questo valore essa si comporta come se fosse infinitamente lunga, cioè assorbe tutta la potenza senza rifletterne, sicchè non si possono formare onde stazionarie. Per rendere una linea adatta al trasporto di energia bisogna che non solo l'uscita ma anche l'entrata corrisponda all'impedenza caratteristica. Entrambe possono essere resistenze effettive o reattanze.

Una volta realizzato l'adattamento, l'energia si propaga in forma di onde progressive e non si hanno riflessioni alle estremità della linea.

La resistenza caratteristica di una linea bifilare è data dalla formula:

$$Z(\Omega) = 120\, ln\left(\frac{a}{r}\right)$$

dove i simboli hanno il significato indicato in fig. 54 se la costante dielettrica è 1 (isolamento in aria); in caso contrario la formula va completata come segue:

$$Z(\Omega) = 120\, ln\left(\frac{a}{r}\right) \cdot \frac{1}{\sqrt{\varepsilon}};$$

finalmente, se invece del logaritmo naturale si vuole introdurre il logaritmo decimale, si avrà

$$Z(\Omega) = 120\, ln\left(\frac{a}{r}\right) = 120 \cdot 2{,}3 \log\left(\frac{a}{r}\right)$$

Un esempio servirà a chiarire il procedimento di calcolo.

Sia data una linea bifilare nella quale la distanza fra i fili $a = 1$ cm e il raggio dei fili $r = 0{,}05$ cm; il dielettrico sia costituito da aria, sicchè $\varepsilon = 1$; il rapporto $\frac{a}{r} = \frac{1}{0.05} = 20$ il cui logaritmo naturale è 2,99573; segue:

$$Z\,(\Omega) = 120 \times 2{,}99573 \cong 360\,\Omega$$

calcolando invece coi logaritmi decimali si ha:

$\log. 20 = 1{,}30103$; $\quad Z = 1{,}30103 \times 2{,}3 \times 120 \cong 360\Omega$

I valori dei logaritmi vanno cercati nelle tabelle dei manuali.

Le linee a bassa resistenza sono molto sensibili agli errori di adattamento; un cavo piatto di 300 Ω di resistenza caratteristica, bifilare, con i conduttori distanziati a mezzo di stiroflex, è garantito per questa impedenza. Il valore di 300 Ω per la impedenza caratteristica dei cavi è un valore raccomandato internazionalmente.

La linea bifilare è una linea simmetrica, a differenza del cavo coassiale, del quale bisogna dire che è una linea dissimetrica data la diversità di costruzione dei due conduttori.

Per le bande decimetriche i cavi coassiali si prestano meglio delle linee bifilari, data la totale schermatura del loro campo elettromagnetico. Se il conduttore esterno è messo a terra ogni possibilità di influenza esterna resta esclusa. Nelle linee coassiali i due sistemi conduttori sono sostituiti dalla superficie interna del tubo esterno e della superficie esterna del conduttore interno.

L'impedenza caratteristica di un cavo coassiale è data dalla formula:

$$Z(\Omega) = 60\, ln \left(\frac{D}{d}\right) = 60\, ln \left(\frac{D}{d}\right) \cdot \frac{1}{\sqrt{\varepsilon}}$$

secondo che la costante dielettrica sia uno o diversa da uno. La impedenza caratteristica è più ridotta, data la maggiore capacità del cavo tubolare. Per D e d di fig. 54 il valore ot-

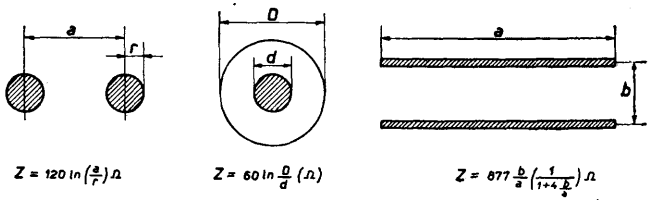

Fig. 54 - Impedenza caratteristica di linea bifilare, concentrica e a doppio nastro

timo per il trasporto si ha quando il rapporto del diametro interno del conduttore esterno al diametro esterno del conduttore interno è uguale a 9,2.

Il conduttore cavo, guida d'onda, è costituito da un tubo metallico cavo, cilindrico, nel quale le onde di frequenza maggiori della frequenza limite della guida d'onda si propagano senza perdite. La frequenza limite dipende dall'area della sezione.

Le onde di lunghezza maggiore dell'onda limite non sono più trasmesse.

Le onde propagate possono avere diverse forme secondo il tipo di eccitazione; le forme più importanti sono le così dette forme elettriche (onde E) che si verificano quando nella direzione longitudinale del tubo c'è soltanto un campo elettrico e le onde magnetiche (onde H) quando nella stessa direzione si ha soltanto un campo magnetico.

Anche la guida d'onda può essere chiusa in modo da evitare riflessioni, disponendo un disco attenuatore sulla estremità da chiudere in corto circuito. In fig. 55 si vedono vari modi di eccitazione di onde E e H, con accoppiamento induttivo del trasmettitore. L'accoppiamento però può anche realizzarsi capacitivamente. Una soluzione molto soddisfacente è il così detto radiatore conico, come si vede in fig. 55; le caratteristiche di irradiazione sono determinate dalla lunghezza e altezza del cono (che deve essere possibilmente grande) e dall'angolo di apertura.

Per una propagazione di energia priva di perdite bisogna che nella linea non ci siano riflessioni, che cioè esse sia chiusa a entrambe le estremità sulla propria impedenza caratteristica. A una delle estremità si trova in ogni caso l'antenna, trasmittente o ricevente, con la sua resistenza di radiazione o con la resistenza che essa ha alla base. All'altra estremità c'è o l'entrata del ricevitore o l'uscita del trasmettitore. Per adattare l'antenna, mentre è facile conoscere la resistenza caratteristica la quale resta costante, è molto meno facile

determinare la resistenza di radiazione di un certo tipo di antenna. Essa infatti, a perfetta risonanza costituisce una resistenza pura, ma può assumere valori molto diversi secondo l'alimentazione e secondo la disposizione degli elementi, come abbiamo visto in fig. 46. Il suo valore determina il trasferimento di potenza sull'antenna. Inoltre data la variazione dei valori della corrente e della tensione nei diversi

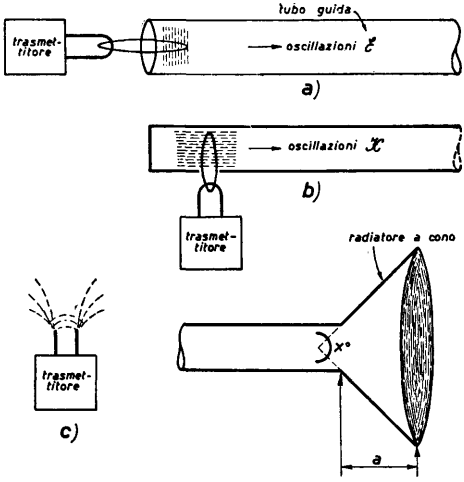

Fig. 55 - Guida d'onda tubolare con accoppiatore e radiatore.

punti dell'antenna anche la resistenza di radiazione è diversa da punto a punto. Per avere quindi una grandezza costante si riferisce la potenza dell'antenna al valore efficace della corrente di antenna nel suo ventre e si dà il valore alla resistenza, che in quel punto è minima, come resistenza di radiazione propria dell'antenna. Questa allora dipende solo dalla sua lunghezza.

Determinare con calcoli la resistenza di radiazione di un'antenna è molto problematico, poichè il valore calcolato

di solito è maggiore di quello effettivo; la causa di ciò dipende dall'assorbimento di energia che si verifica in prossimità dell'antenna. Soltanto le misure possono dare un preciso valore della resistenza di radiazione. D'altra parte assai raramente essa coincide con la resistenza d'onda della linea, sicchè l'una deve essere adattata all'altra; a questo adattamento bisogna dedicare una particolare attenzione, perchè da esso dipende il trasferimento ottimo di potenza.

Come linea di trasporto si usa preferibilmente una piattina o cavo piatto da 300 Ω, meno costoso e di minori perdite di un cavo coassiale. Supponiamo di dover adottare un semplice dipolo, con resistenza di radiazione di 75 Ω, a una linea dall'impedenza caratteristica di 300 Ω; bisogna introdurre un elemento adattatore che può essere opportunamente costituito da un tratto lungo un quarto d'onda con una impedenza caratteristica.

$$Z = \sqrt{Z_1 Z_2} = \sqrt{75 \times 300} = 150\ \Omega$$

Questa disposizione si vede in fig. 56 *a*) in cui una linea su quarto d'onda con $Z = 150$ ohm è incluso fra il centro dell'antenna e l'estremità del cavo.

Le dimensioni geometriche di una linea bifilare, che abbia la resistenza caratteristica di 150 Ω, si ricava dalle formule già date:

$$Z\ (\Omega) = 120\ ln\left(\frac{a}{r}\right) = 120 \times 2{,}3 \log\left(\frac{a}{r}\right).$$

in cui: r = raggio dei conduttori;
a = distanza fra gli assi dei conduttori.

Il rapporto cercato:

$$\frac{a}{r} = \frac{Z}{e^{120}}$$ e si trova in tabelle.

In modo analogo si può usare come elemento di adattamento un tronco di cavo coassiale in quarto d'onda (v. fig. 56 *b*); il rapporto è allora:

$$\frac{a}{r} = \frac{Z}{e^{60}}$$

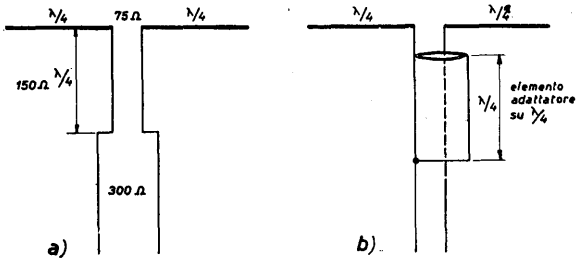

Fig. 56 - Elementi adattatori su quarto d'onda:
a) a fili paralleli;
b) a conduttori coassiali.

Altri tipi di adattamento sono dati da una linea aperta lunga un quarto d'onda (vedi fig. 44) in cui il collegamento della linea di alimentazione deve avvenire in un punto opportuno, con l'adattatore a T rappresentato in fig. 57

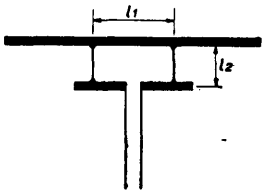

Fig. 57 - Adattatore d'impedenza a T.

Un tratto di linea bifilare lunga un quarto d'onda consente l'adattamento della resistenza di radiazione di un antenna a qualsiasi linea di trasporto nel modo più semplice. Si tratta solo di stabilire il collegamento della linea di trasporto in un punto opportuno della linea in quarto d'onda dove cioè si verifica l'adattamento; in questo caso non si avranno onde stazionarie sulla linea di trasporto. Praticamente si eccita l'antenna a mezzo di un antenna ausiliaria e si cercano i nodi di corrente a mezzo di un amperometro ad alta frequenza, per determinare l'esatta lunghezza di un quarto d'onda. Il collegamento della linea di trasporto si fa poi nel punto nel quale, sperimentalmente, non si hanno onde stazionarie sulla linea di alimentazione (si veda il volume 3°: Tecnica delle Misure). L'adattamento a T deriva dalla considerazione che la resistenza di radiazione di un dipolo su mezza onda è minima al suo centro (ventre di corrente) e diventa sempre più grande man mano che ci si avvicina agli estremi, cosicchè in tal modo si può trovare un adattamento. I collegamenti della linea di trasporto devono quindi essere spostati dal centro, simmetricamente verso le due estremità, fino a che si realizza l'adattamento.

Si è già detto che l'adattamento dell'impedenza deve realizzarsi ad entrambi gli estremi della linea, cioè anche dal lato ricevitore o trasmettitore; adattando la linea alla entrata del ricevitore essa deve essere collegata ad una bobina di accoppiamento la quale porta una presa al centro ed è ivi collegata a terra per ragioni di simmetria elettrica, mentre i due capi della bobina vanno ai due conduttori della linea. L'impedenza risultante dal parallelo costituito dalla resistenza caratteristica della linea e dall'impedenza della bobina di antenna viene ora riportata sul circuito di entrata (il quale è caricato con la resistenza di entrata della valvola) in modo tale che si abbia il massimo trasferimento di energia al ricevitore.

Per compensare un indebolimento dell'accoppiamento (che potrebbe p. es. verificarsi per casuale accoppiamento capacitivo attraverso il trasformatore di entrata, e che darebbe luogo ad una dissimmetria dell'entrata della linea, di per sè simmetrica) si raccomanda di realizzare il trasformatore di entrata già descritto in maniera esattamente simmetrica. Le stesse condizioni si verificano nell'accoppiamento fra trasmettitore e linea. Quando è realizzato l'adattamento dell'impedenza di uscita del trasmettitore all'impedenza d'onda del cavo, si ha la massima trasmissione di potenza; la potenza uscente allora dipenderà dal punto ottimo di lavoro della valvola finale, in base ai dati della casa costruttrice. La condizione detta si realizza disponendo un accoppiamento variabile; praticamente si porta anzitutto a risonanza il circuito di uscita, regolandosi sulla minima corrente anodica e tenendo lasco l'accoppiamento; successivamente si stringe l'accoppiamento fra la linea (caricata dell'antenna) e la bobina del circuito oscillante, in modo tale che nel punto di lavoro più adatto del trasmettitore si abbia la resistenza di uscita voluta e si abbia altresì la massima potenza in uscita; questa condizione si controlla a mezzo dell'amperometro di antenna o di una lampada a luminescenza.

PREZZO L. 650